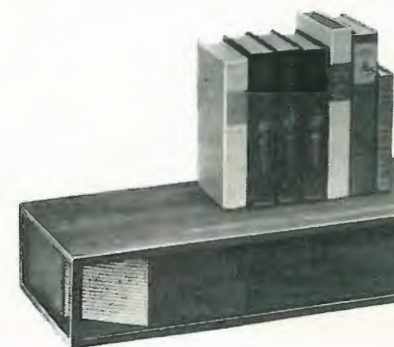
TV
l'antenna
Anno XXXVIII Dicembre 1966 Gruppo III
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
12
LIRE 500

REK-O-KUT

MILWAUKEE - U.S.A.

Questo nuovo riproduttore brevettato rappresenta il frutto di lunghi studi compiuti dai tecnici della REK-O-KUT aventi come scopo la realizzazione di un riproduttore dalle elevate caratteristiche acustiche, prezzo contenuto e dimensioni tali da poterlo installare in qualsiasi ambiente.
L'S-80-C rappresenta il primo bass-reflex a mensola costituito da due unità separate ma in mobile unico. Questa particolarità, abbinata all'elegante disegno industriale del mobile, fornisce un valido contributo alla risoluzione dei molti problemi che affliggono l'arredatore e l'architetto, riguardanti la sistemazione dei componenti di un impianto hi-fi stereo in ambienti aventi caratteristiche d'arredamento particolari; a questo riguardo, anzi l'S-80-C può creare le premesse di nuove ed inedite soluzioni stilistiche.
La caratteristica saliente di questo riproduttore sta in un'uniforme propagazione del suono, creando così per l'ascoltatore quella sensazione di musica in rilievo che non sempre è ottenibile con l'impiego di casse tradizionali; inoltre la sua elevata sensibilità lo rende idoneo anche per l'impiego con amplificatori di piccola potenza, che (abbinato al suo prezzo contenuto) dà la possibilità al grande pubblico di appassionati musicofili di scoprire il meraviglioso mondo della musica stereofonica, cosa che fino a poco tempo fa era un privilegio di pochi.

RIPRODUTTORE STEREO BASS-REFLEX A MENSOLA

CARATTERISTICHE · Risposta di frequenza: 40 - 18.000 Hz · Potenza di pilotaggio min. 2 watt · Potenza max. 25 watt · Impedenza 8 ohm · Numero altoparlanti impiegati (6): 4 woofer speciali da 8'' e 2 tweeter da 3'' · Filtro di taglio a 4.000 Hz · Angolo di copertura sonora (orizzontale) 120° (verticale) 90° · Tipo di cassa bass-reflex · Finitura in noce satinato · Dimensioni: 170 L x 31 P x 12 A in cm. · Peso 16,8 Kg. · Accessori forniti:

2 staffe in acciaio verniciato per il fissaggio del riproduttore alla parete e metri 4 di cavo quadripolare per il collegamento all'amplificatore usato.

Agenti Generali per l'Italia

LARIR International s.p.a.

MILANO - V.le Premuda 38/a - Tel. 795762/63 - 780730

BELOTTI

PIAZZA TRENTO 8

MILANO

Telefoni : 54.20.51 (5 linee)
54.33.51 (5 linee)

Telex : 32481 BELOTTI

Telegrammi: INGBELOTTI-MILANO

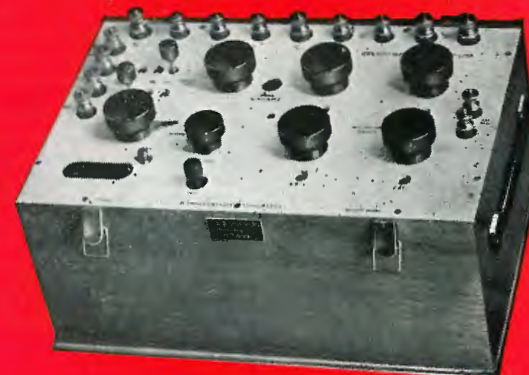
GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09

ROMA - VIA LAZIO 6 - TELEFONI 46 00.53/4

NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79

WATTMETRO CAMPIONE

AMPEROMETRO CAMPIONE

PONTE DI WHEATSTONE

STRUMENTI PER MISURE ELETTRICHE

- GALVANOMETRI • AMPEROMETRI
- OHMMETRI • VOLTMETRI
- WATTMETRI • VARMETRI
- CONTATORI • FREQUENZIMETRI
- COSFIMETRI

- CAMPIONI DI RESISTENZE
- CAMPIONI DI CAPACITA'
- CAMPIONI DI INDUTTANZE
- POTENZIOMETRI
- PONTI PER MISURE DI R, C, L.
- MISURATORI D'ISOLAMENTO
- MISURATORI DI TERRE
- LOCALIZZATORI GUASTI NEI CAVI

- PROVA RELÈ
- PROVA OLII

- VARIATORI DI TENSIONE
- VARIATORI DI FASE (SFASATORI)
- VARIATORI DI CORRENTE
- REOSTATI PER LABORATORI E INDUSTRIE

- LABORATORIO RIPARAZIONI E RITARATURE

Selezione dal TOTAL PLANAR

L'AF 11 da 20 W semplifica la progettazione di amplificatori audio di alta qualità.

gli LPDTμL sono ideali per applicazioni a potenza limitata, come gli apparecchi di prova e di controllo per la valutazione delle prestazioni di apparecchiature mobili.

Il 2C 444 ha una deriva massima di 30 μV/°C. E' offerto nel contenitore TO-5.

Una caratteristica insolita del SC 60 e del SC 61 è una resistenza integrata di 100 Ω posta fra la « gate » ed il catodo, che evita l'innesco accidentale del dispositivo.

MENO COSTOSA LA PRODUZIONE DI AMPLIFICATORI AUDIO DA20W

La produzione di amplificatori audio di alta qualità da 20 W è diventata economicamente molto più vantaggiosa in seguito all'introduzione da parte della SGS della serie audio AF11, composta di 6 transistori e 3 diodi. Quand'è usata nel circuito consigliato, la serie suddetta ha prestazioni d'insieme garantite.

L'amplificatore è destinato a circuiti per alta fedeltà, ad esempio nei registratori a nastro e nei radiogrammofoni, per i quali la qualità della riproduzione è particolarmente importante.

L'amplificatore fornisce una potenza di uscita di 20 W con resistenza di carico di 15 Ω. Detta potenza è mantenuta nell'intera gamma fino a 20 kc/s, e la distorsione armonica complessiva è inferiore allo 0,1 per cento.

Una caratteristica speciale del circuito è la protezione contro i cortocircuiti, che si ottiene mediante l'inserimento nell'amplificatore di due transistori della SGS-Fairchild, il BC125 ed il BC126. Questi transistori proteggono quelli di uscita dagli eventuali danni che potrebbero derivare da corti circuiti casuali.

La risposta in frequenza a — 3 dB va da 20 c/s a 50 kc/s ed il livello di rumore è maggiore di — 80 dB rispetto a 20 W. L'impedenza d'ingresso è 10 kΩ e la sensibilità globale è tale da produrre la massima potenza di uscita quando la potenza d'ingresso è 450 mW. La distorsione ha un valore tipico di 0,07 per cento entro una gamma di frequenze da 40 c/s a 10 kc/s.

La serie completa, con i suoi componenti accoppiati, risolve in modo davvero economico i problemi dell'amplificatore audio di alta qualità ad alta potenza.

La costruzione Planare al silicio offre molti vantaggi, tra cui un elevato grado di affidamento, mentre l'uso di dispositivi accoppiati comporta un'importante riduzione di costo, in quanto almeno uno stadio può essere scartato in confronto ad amplificatori del genere usanti dispositivi non accoppiati.

Il circuito è di tipo quasi complementare. I primi due stadi sono amplificatori di tensione che comandano in fase i circuiti di pilotaggio complementari, che a loro volta comandano i transistori di uscita.

L'uso di un transistore p-n-p all'ingresso dell'amplificatore principale permette una controreazione in c.c. al 100 per cento. Ciò assicura la stabilità del punto di lavoro in c.c., essendo questo pressoché indipendente dalle tolleranze di circuito. Due diodi nel secondo stadio compensano le variazioni della corrente di riposo dei transistori di uscita, causate da cambiamenti della temperatura di ambiente.

Su richiesta si può ottenere una relazione tecnica, che descrive un tipo di pre-amplificatore adatto all'amplificatore di potenza da 20 W.

MICROLOGICI A BASSA DISSIPAZIONE PER APPLICAZIONI MOBILI

La SGS annuncia una famiglia completamente nuova di elementi micrologici a diodi e transistori, la LPDTμL. Questi elementi sono destinati all'impiego nei circuiti logici a media velocità e a bassa potenza, dove sono essenziali l'affidamento, l'alta immunità al rumore e la bassa dissipazione richiesti dalle apparecchiature logiche per applicazioni aeronautiche o spaziali.

Sono attualmente offerti tre elementi: un elemento a doppia porta NAND a tre ingressi; un altro simile con numero di ingressi estensibile ed un flip-flop contatore (clocked).

Questa famiglia usa due tipi di contenitore, quello piatto e quello « dual-in-line ». Oltre al particolare vantaggio del basso consumo di potenza, così utile per le applicazioni mobili, gli elementi del gruppo LPDTμL possiedono tutta la flessibilità logica e l'alta immunità al rumore che caratterizzano il gruppo DTμL della SGS. Il consumo di potenza è, difatti, soltanto 1 mW per gli elementi di porta e 3,5 mW per il flip-flop contatore (clocked). La sicurezza di funzionamento è mantenuta nell'intera gamma militare di temperatura da — 55 a + 125°C.

Il ritardo di propagazione degli elementi di porta (LPDTμL 9041 e 9042) è 60 ns, mentre il flip-flop ha una frequenza di conteggio di 2,5 Mc/s. L'impiego di amplificatori con collettore a massa per i circuiti di uscita (emitter follower) assicura una bassa dissipazione di potenza; dovendo effettuare una funzione OR con le uscite, non occorre il circuito « pull-up » (che evita ritardi di propagazione causati da carichi capacitivi).

Il funzionamento del flip-flop LPDTμL 9040 ad accoppiamento diretto e connessione « master-slave » non dipende dai tempi di salita e di caduta degli impulsi di conteggio (clock). Un importante vantaggio della famiglia LPDTμL è la possibilità di utilizzare porte standard DTμL come elementi « buffer », nonché l'uso dell'espansore DTμL 933 per fornire ingressi addizionali.

UN TRANSISTORE DUALE RIDUCE I COSTI INDUSTRIALI

È ora disponibile un nuovo transistore duale della SGS, chiamato 2C444, che consente economie di costo e di spazio in una vasta gamma di applicazioni: strumentazione industriale, alimentatori ed amplificatori differenziali, video ed in cascata.

Questo dispositivo a sei adduttori, il primo transistore industriale con accoppiamento di h_{FE} e V_{BE} garantito, è stato realizzato per soddisfare il fabbisogno di utenti industriali ai quali serve un dispositivo che dia buone prestazioni di bassa deriva in amplificatori a c.c. ed a un costo realmente concorrenziale. Le sue caratteristiche di alta tensione ed elevato guadagno su una vasta gamma di correnti lo rendono utile in molte applicazioni industriali, tra le quali stadi di pilotaggio a connessione Darlington per relé.

CIRCUITI DI SCATTO INDUSTRIALI A MIGLIORE AFFIDAMENTO

Due nuovi raddrizzatori Planari al silicio della SGS vanno ad unirsi alla serie industriale dei semiconduttori Planari. Questi raddrizzatori, il SC60 ed il SC61, sono specificati per tensioni di 50 V e per correnti di 2 A e 6,5 A rispettivamente.

Tenendo conto del basso prezzo, l'impiego di questi SCR è particolarmente consigliabile nei convertitori a bassa tensione (ad esempio, convertitori lavoranti con pile da 12 V o 24 V per l'illuminazione a fluorescenza nei veicoli di servizio pubblico). Sono altrettanto consigliabili per le funzioni di protezione e regolazione negli alimentatori ad uso industriale che richiedono una corrente di uscita di 0,5 A o più, che esula cioè dall'area d'impiego economico dei transistori. Infine, vi sono diverse possibilità d'impiego negli elettrodomestici, come i circuiti di sicurezza delle coperte elettriche.

Non occorre nessuna riduzione della tensione nominale fino a temperature di 125°C. Il tempo di innesco è 1,5 μs e quello di interdizione 30 μs.

TRANSISTORI PLANARI ANCHE PER I SERVOAMPLIFICATORI

Quattro nuovi transistori p-n-p ad alta corrente ed alta tensione, i BFX 38, 39, 40, 41, vengono ora ad aggiungersi alla classe professionale dei dispositivi semiconduttori planari al silicio SGS.

La loro combinazione di alta LV_{CEO}sat, alta f_T, bassa capacità ed eccellente linearità di guadagno, li rende ottimi per scopi generali lungo tutta una gamma di applicazioni, compresi i circuiti di comando e d'uscita dei servoamplificatori, per correnti sino a 1 A; per gli amplificatori di Classe A, nei circuiti di comando e d'uscita, per correnti sino a 300 mA, e per uscite di potenza sino a 1 W con alta linearità di guadagno; come pure per gli amplificatori di Classe B nei circuiti di comando e d'uscita per correnti sino ad 800 mA e uscite sino a 5 W nei casi in cui gli alti valori di beta ad alta corrente siano di particolare importanza.

I dispositivi sono di grande utilità in applicazioni a logica saturata e non, in cui si richiedono alte tensioni e alte correnti, e negli amplificatori lineari di media frequenza.

I dispositivi hanno tutti alti beta ed eccellente linearità da 100 μA a 500 mA, bassa V_{CE}sat (0,25 V a 500 mA) ed alta frequenza (tipica 150 Mc/s a I_C = 50 mA).

Essi vengono forniti in quattro combinazioni di beta e tensione. Il BFX 38 e BFX 39 hanno entrambi LV_{CEO} = — 55 V minimi con h_{FE} min. (a 100 mA, V_{CE} = — 5 V), di 85 e 40 rispettivamente. Il BFX 40 e BFX 41 hanno entrambi LV_{CEO} = — 75 V minimi con h_{FE} min. (a 100 mA, V_{CE} = — 5 V) di 85 e 40 rispettivamente.

DUCATI
ELETTROTECNICA

DUCATI ELETTROTECNICA S.p.A.
BOLOGNA - BORGO PANIGALE
Casella Postale 588 - Telefoni 400.312 (15 linee)
Telegrammi e telescrivente telex 51 042 Ducati

C.S.F. COMPONENTI ITALIA

A CURA DELL'UFFICIO PUBBLICITÀ CSF COMPONENTI ITALIA

Presenta due nuove creazioni di gran Classe!

CHINAGLIA

analizzatore mod. Lavaredo

Brevettato

portate 48

sensibilità 40.000 Ω/V c.c. e c.a.

amperometriche	c.c. 30 μA 300 μA 3 mA 30 300 3A
	c.a. 300 μA 3 mA 30 300 3A
voltmetriche	c.c. 250 mV 1,2 V 3 - 12 - 30 - 120 - 300 - 1200 - 3000 con puntale a richiesta
	c.a. 1,2 V 3 - 12 - 30 - 120 - 300 - 1200 - 3000 - con puntale
di uscita B.F.	1,2 V 3 - 12 - 30 - 120 - 300 - 1200
D.B.	— 20 ÷ + 62 in 6 portate
capacitive	0 ÷ 0,5 μF in 2 portate
ohmmetriche	20.000 - 200.000 2MΩ - 20M 200MΩ

CARATTERISTICHE:

SCATOLA: in materiale plastico antiurto con calotta « Cristallo » granluce.

STRUMENTO: Cl. 1,5 tipo a bobina mobile e magnete permanente.

QUADRANTE: a colori con scala a specchio antiparallasse.

DISPOSITIVO: di protezione.

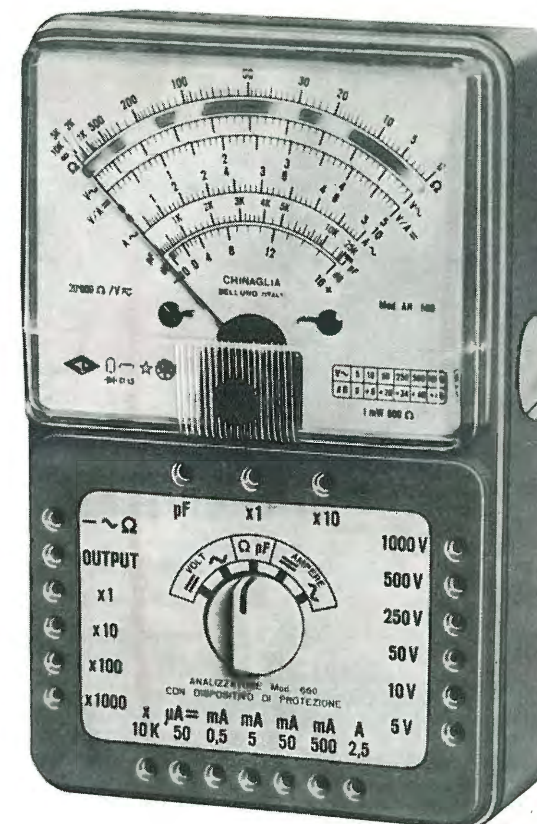
COMMUTATORE: rotante di qualità per le varie inserzioni.

OHMMETRO: alimentato da pile interne.

CAPACIMETRO: alimentato con tensione 125-220 V.

COSTRUZIONE: semiprofessionale.

COMPONENTI: di prima qualità: contatti Ediswan di bronzo fosforoso - resistenze Rosenthal di precisione a strato ± 1% - Diodi Philips n. 4 al germahio e n. 2 al silicio serie professionale - n. 1 elemento N.T.C.

Il circuito elettrico in alternata è compensato termicamente.

analizzatore mod. 660

Brevettato

portate 43

sensibilità 20.000 Ω/V c.c. e c.a.

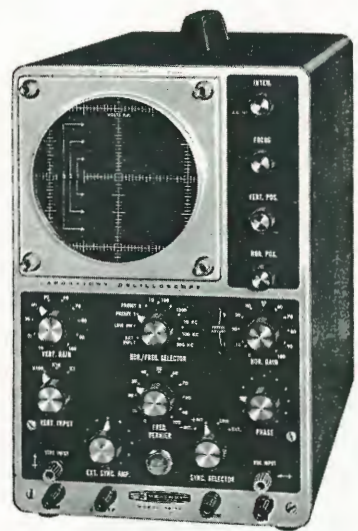
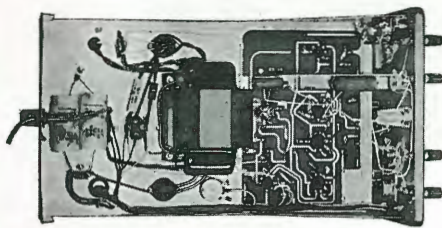
Voltmetriche in CC.	Portate	300 mV		5 V		10 V		50 V		250 V		500 V	1000 V
in CA.	Portate			5 V		10 V		50 V		250 V		500 V	1000 V
Amperometriche in CC.	Portate	50 μA		0,5 mA		5 mA		50 mA		500 mA			2,5 A
in CA.	Portate	—		0,5 mA		5 mA		50 mA		500 mA			2,5 A
di Uscita in dB	Portate	—10	+16	—4	+22	+10	+36	+24	+50	+30	+56	+36	+62
Voltmetriche B. F.	Portate	V 5		V 10		V 50		V 250		V 500			V 1000
Ohmmetriche	Portate	10.000 Ω		100.000 Ω		1 MΩ		10 MΩ					100 MΩ
Capacitive	**Portate**	**25.000**						**250.000 p. F.**					

Richiedeteci cataloghi e listini dell'intera nostra produzione

SEDE:
elettro-costruzioni
s.a.s. - tel. 41.02
via Vitt. Veneto
Belluno

Filiale:
via Cosimo del Fante, 14
tel. 83.33.71
Milano

Filiale:
8192 GARTEMBERG
Edelweissweg 28
(München)

HEATHKIT® 1966

IO-12

OSCILLOSCOPIO Heathkit da 5" a larga banda.... Tipo professionale

E' l'oscilloscopio più completo della produzione Heathkit, adatto per qualsiasi tipo di rilevamento in tutti i campi dell'elettronica, compreso il servizio TV a colori. Col suo aiuto, è possibile vedere direttamente la forma d'onda di qualsiasi tipo di segnale, individuare gli stadi o i componenti difettosi, controllare le distorsioni, effettuare misure di guadagno degli stadi amplificatori, ed eseguire tutte le altre misure di laboratorio.
L'osservazione di forme d'onda critiche è resa assai facile grazie alla funzione arzionale dei singoli controlli. L'eccellente linearità e la stabilità di funzionamento consentono una riproduzione fedele anche di segnali a frequenza assai elevata. Oltre ai normali dispositivi di controllo della frequenza dell'asse tempi, è munito di due frequenze fisse, e regolabili una volta tanto, per accelerare il lavoro in determinati campi, come ad esempio il servizio TV. Circuito di sincronismo e di soppressione della ritraccia automatici. Ingresso per asse « Z ».
L'apparecchio presenta tutti i requisiti che è possibile esigere in un oscillascopio, in un laboratorio moderno e bene attrezzato.

Mod. IO-12, peso 11 kg.

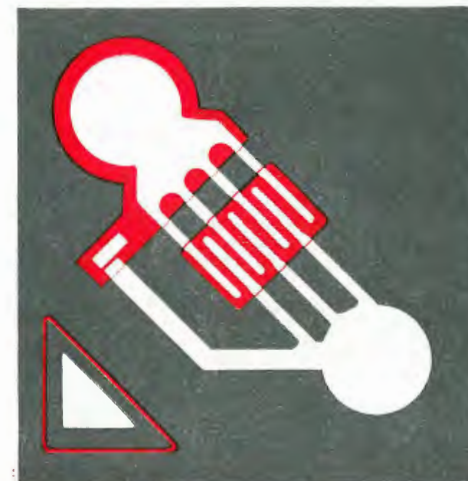
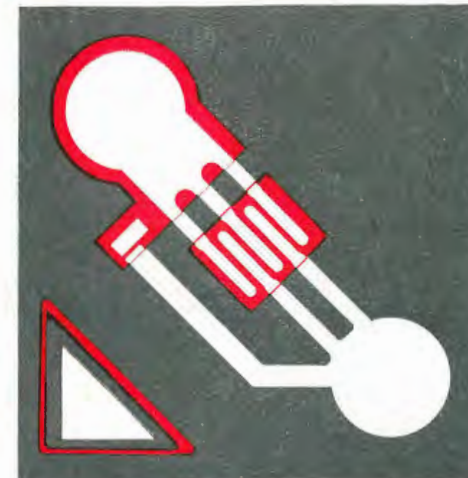
CARATTERISTICHE - (Canale verticale), Sensibilità: 0,01 volt pe: cm di deflessione (in valore eff.), alla frequenza di 1 kHz. **Responso alla frequenza (riferito al livello ad 1 kHz):** lineare entro 1 dB da 8 Hz a 2,5 MHz; entro + 1,5 e — 5 dB, fino a 5 MHz; responso a 3,58 MHz, — 2,2 dB. **Tempo di salita:** 0,08 microsecondi, o meno. **Impedenza di ingresso:** (riferita ad 1 kHz) 2,7 Mohm in posiz. « x1 »; 3,3 Mohm in posiz. « x10 » e « x100 ». **(Canale orizzontale), Sensibilità:** 0,12 volt per cm di deflessione ad 1 kHz. **Responso alla frequenza:** entro 1 dB da 1 Hz a 200 kHz; entro 3 dB da 1 Hz a 400 kHz. **Impedenza di ingresso:** 4,9 Mohm ad 1 kHz. **Generatore asse tempi:** da 10 Hz a 500 kHz, in cinque gamme con controllo a variazione continua, oltre a due frequenze fisse prestabilite, e selezionabili a commutatore. **Sincronismo:** automatico, con sistema ad accoppiamento catodico ad autolimitazione. **Alimentazione:** 110-220 volt C.A. 50 Hz, 80 watt. **Dimensioni:** cm 36 di altezza, 22 di larghezza, e 40,5 di profondità.

Organizzazione commerciale di vendita esclusiva:

LARIR International s.p.a.

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 79 57 62 - 79 57 63 - 78 07 30

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** — ROMA — Piazza Dante, 10 — Tel. 73.67.71
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** — BOLOGNA — Via S. Carlo, 7 — Tel. 22.58.58
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** — LIVORNO — Via Cogorano, 10/12 — Tel. 34.492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** — Napoli — Via Duomo, 254 — Tel. 32.07.73
SICILIA: **BARBERI SALVATORE** — CATANIA — Via della Loggetta, 10 — Tel. 27.85.71
TRIESTE — GORIZIA — UDINE: **RADIO TREVISAN** — TRIESTE — Via S. Nicolò, 21

TELEVISIONE

- Amplificatori F.I. video
  BF 167 BF 173
- Amplificatori F.I. audio
  BF 184 BF 185 BF 194 BF 195
- Circuiti a impulsi
  BC 107 BC 108
- Amplificatori finali video
  BF 177 BF 178

RADIO E AMPLIFICATORI BF

- Amplificatori RF e convertitori FM
  BF 115 BF 185 BF 195
- Stadi d'ingresso AM
  BF 184 BF 185 BF 194 BF 195
- Amplificatori F.I. di ricevitori AM/FM
  BF 184 BF 185 BF 194 BF 195
- Preamplificatori B.F. a basso rumore
  BC 109
- Amplificatori pilota
  BC 107 BC 108

PHILIPS S.p.A. - Reparto Elettronica - Milano - P.zza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94 (int. 194)

VALVOLE

NUOVE - GARANTITE - IMBALLO ORIGINALE
DELLE PRIMARIE CASE AMERICANE - ITALIANE - TEDESCHE

A PREZZI ECCEZIONALI PER I RADIOAMATORI E RIPARATORI dal 1 settembre 1966 (il presente listino annulla e sostituisce i precedenti)

Tipo Valvole	Tipo equival.	Prezzo list.	vend.
AZ41	—	1380	500
DAF91	(1S5)	1270	460
DAF92	(1U5)	1980	720
DAF96	(1AH5)	1740	630
DF70	—	—	600
DF91	(1T4)	1870	680
DF92	(1L4)	1980	720
DK91	(1R5)	2090	760
DK96	(1AB6)	2150	780
DL71	—	—	600
DL72	—	—	600
DL94	(3V4)	1450	530
DL96	(3C4)	1930	700
DM70	(1M3)	1540	560
DY80	(1X2A/B)	1630	600
DY87	(DY86)	1450	530
E83F	(6689)	5000	1800
E88C	—	5800	1800
E88CC	—	4600	1800
E92CC	—	—	400
E180CC	—	—	400
E181CC	—	—	400
E182CC	(7119)	—	400
EABC80	(678/6AK8)	1380	500
EAF42	(6CT7)	2010	730
EBC41	(6CV7)	1650	600
EBF80	(6N8)	1630	600
EBF89	(6DC8)	1440	540
EC80	(6Q4)	6100	1800
EC86	(6CM4)	1800	650
EC88	(6DL4)	2000	730
EC90	(6C4)	1350	500
EC92	(6AB4)	1350	500
EC95	(6ER5)	2040	750
EC97	(6FY5)	1920	700
EC900	(6HA5)	1750	650
ECC40	(AA61)	2590	950
ECC81	(12AT7)	1320	500
ECC82	(12AU7)	1200	450
ECC83	(12AX7)	1280	460
ECC84	(6CW7)	1900	700
ECC85	(6AQ8()	1250	460
ECC86	(6GM8)	2810	1020
ECC88	(6D18)	2000	730
ECC91	(6J6)	2500	900
ECC189	(6ES8)	1850	670
ECF80	(6BL8)	1430	520
ECF82	(6U8)	1650	600
ECF83	—	2530	920
ECF86	(6HG8)	2120	780
ECF201	—	1920	700
ECF801	(6GJ7)	1920	700
ECF802	—	1900	700
ECH4	(E1R)	4180	1550

Tipo Valvole	Tipo equival.	Prezzo list.	vend.
ECH42/41	(6C10)	1980	720
ECH81	(6AJ8)	1200	450
ECH83	(6DS8)	1490	550
ECH84	—	1490	550
ECL80	(6AB8)	1480	550
ECL81	—	1600	580
ECL82	(6BM8)	1600	580
ECL84	(6DX8)	1750	650
ECL85	(6GV8)	1820	670
ECL86	(6GW8)	1780	650
ECLL800	—	2950	1100
EF6	(WE17)	3960	1450
EF40	—	2370	860
EF41	(6CJ5)	1650	600
EF42	(6F1)	2200	800
EF80	(6BX6)	1130	420
EF83	—	1600	580
EF85	(6BY7)	1350	500
EF86	(6CF8)	1680	620
EF89	(6DA6)	920	340
EF95	(6AK5)	3400	1230
EF97	(6ES6)	1760	650
EF98	(6ET6)	1760	650
EF183	(6EH7)	1300	480
EF184	(6EJ7)	1300	480
EFL200	—	2100	780
EH90	(6CS6)	1200	450
EK90	(6BE6)	1100	400
EL3N	(WE15)	3850	1400
EL34	(6CA7)	3600	1300
EL36	(6CM5)	3000	1100
EL41	(6CK5)	1700	630
EL42	—	1820	660
EL81	(6CJ6)	2780	1020
EL83	(6CK6)	2200	800
EL84	(6BQ5)	1050	380
EL86	(6CW5)	1230	460
EL90	(6AQ5)	1100	400
EL91	(6AM8)	1500	550
EL95	(6DL5)	1100	400
EL500	(6GB5)	2920	1060
EM4	(WE12)	3520	1270
EM34	(6CD7)	3520	1270
EM80	(6BR5)	1700	620
EM81	(6DA5)	1700	620
EM84	(6FG6)	1800	650
EQ80	(6BE7)	3470	1250
EY51	(6X2)	1930	700
EY80	(6V3)	1320	480
EY81	(6V3P)	1270	470
EY82	(6N3)	1160	420
EY83	—	1600	580
EY86-87	(6S2)	1450	550
EY88	(6AL3)	1520	560

Tipo Valvole	Tipo equival.	Prezzo list.	vend.
EZ40	(6BT4)	1270	470
EZ80	(6V4)	750	280
EZ81	(6CA4)	800	300
GZ34	(5AR4)	2420	900
HCH81	(12AJ8)	1230	460
OA2	(150C2)	3880	1390
PABC80	(9AK8)	1200	450
PC86	(4CMA)	1800	650
PC88	(4DL4)	2000	730
PC92	—	1490	560
PC93	(4BS4)	2750	1000
PC95	(4ER5)	2040	740
PC97	(5FY5)	1920	700
PC900	(4HA5)	1750	640
PCC84	(7AN7)	1920	700
PCC85	(9AQ8)	1310	500
PCC88	(7DJ8)	2000	730
PCC89	—	2370	860
PCC189	(7ES8)	1850	680
PCF80	(9TP15-9A8)	1430	520
PCF82	(9U8)	1650	600
PCF86	(7HG8)	2120	770
PCF201	—	1920	700
PCF801	(8GJ7S)	1920	700
PCF802	(9JW8)	1900	700
PCF805	(7GV7)	1920	700
PCL81	—	2590	950
PCL82	(16TP6/16A8)	1600	580
PCL84	(15TP7)	1750	640
PCL85	(18GV8)	1820	660
PCL86	(14GW8)	1780	650
PF86	—	1600	580
PL36	(25F7/25E5)	3000	1100
PL81	(21A6)	2710	980
PL82	(16A5)	1870	680
PL83	(15F80-15A6)	2190	800
PL84	(15CW5S)	1380	500
PL500	(27GB5S)	2920	1060
PY80	(19W3)	1600	580
PY81	(17R7)	1270	470
PY82	(19R3)	1080	400
PY83	(17Z3)	1600	580
PY88	(30AE3)	1520	550
UABC80	(28AK8)	1200	450
UAF42	(12S7)	2010	730
UBC41	(10LD3)	1820	660
UBF89	—	1560	570
UCC85	—	1250	460
UCH42	(UCH41)	1980	730
UCH81	(19AJ8)	1200	450
UCL82	(50BM8)	1600	580
UF41	(12AC5)	1650	600
UF89	—	920	340
UL41	(45A5-10P14)	1600	580

Tipo Valvole	Tipo equival.	Prezzo list.	vend.
UL84	(45B5)	1220	450
UY41/42	(31A3)	1210	450
UY82	—	1600	580
UY85	(3803)	840	320
UY89	—	1600	580
1A3	(DA90)	2400	870
1B3/GT	(1G3/GT)	1360	500
3BU8/A	—	2520	930
5R4/GY	—	2000	730
5U4/GB	(5SU4)	1430	530
5V4/G	(GZ32)	1500	550
5X4/G	(U52)	1430	530
5Y3/GTB	(U50)	1050	380
6A8GT	(6D8)	2000	730
6AF4/A	(6T1)	1900	690
6AG5/A	—	2500	930
6AL5	(EAA91/EB81)	1100	400
6AM8/A	—	1500	550
6AN8/A	—	1900	700
6AT6	(EBC90)	1000	370
6AT8	—	1900	690
6AU4/GTA	—	1520	550
6AU6/A	(EF94))	1050	380
6AU8/A	—	2200	800
6AV5/GA	(6AU5)	2700	980
6AV6	(EBC91)	1000	370
6AW8/A	—	2015	730
6AX3	—	2100	760
6AX4/GTB	—	1250	460
6AX5/GTB	—	1300	480
6B8G/GT	(6BN8)	2400	870
6BA6	(EF93)	1000	370
6BA8/A	—	2800	1050
6BC6	(6P3/6P4)	1150	420
6BC8	—	3000	1100
6BK7/B	(6BQ7)	1650	600
6BQ6/GT	(6CU6)	2700	980
6BQ7	(6BK7)	1650	600
6BU8	—	2200	800
6BY6	—	2200	800
6BZ6	—	1100	400
6BZ7	—	2200	800
6CB6/A	—	1150	420
6CD6GA	—	4600	1400
6CF6	—	1250	460
6CG7	—	1350	500
6CG8/A	—	1980	720
6CL6	—	1800	650
6CM7	—	2520	920
6CS7	—	2480	900
6DA4	—	1560	570
6DE4	—	1520	550
6DQ6/B	—	2650	960

Tipo Valvole	Tipo equival.	Prezzo list.	vend.
6DR7	—	1800	650
6DT6	—	1450	530
6EA8	—	1430	530
6EB8	—	1750	640
6EM5	—	1370	500
6EM7	—	2100	760
6FDS	(6QL6)	1100	400
6FD7	—	3030	1100
6J7 met.	—	2700	980
6K7/G-GT	—	2000	730
6L6/GC	—	2200	820
6L7	—	2300	850
6N7/GT	—	2600	940
6NK7/GT	—	3000	1100
6Q7/GT	(6B6)	2200	820
6SJ7/GT	—	2520	900
6SK7/GT	—	2100	770
6SN7/GTA	(ECC32)	1690	620
6SQ7/GT	(6SR7)	2000	730
6V3A	—	3650	1320
6V6GTA	—	1650	600
6W6GT	(6Y6)	1500	550
6X4A	(EZ90)	860	320
6X5GT	(EZ35)	1210	450
6Y6C/GA	—	2600	950
9CG84	—	1980	720
9EA8/S	—	1430	520
9T8	—	1380	500
12AQ5	—	2150	780
12AT6	(HBC90)	1000	370
12AV6	(HBC91)	1000	370
12AX4/GTB	(12D4)	2200	800
12BA6	(HF93)	1000	370
12BE6	(HK90)	1100	400
12CG7	—	1350	500
12CU6	(12BQ6)	3050	1100
12SN7/GT	(12SX7)	1850	670
25BQ6	—	2200	800
25DQ6/B	—	2650	960
35A3	(35X4)	850	320
35D5	(35QL6)	1000	370
35W4	(35R1)	850	320
35Z4/GT	—	1650	600
50B5	(UL84)	1200	450
80G/GT	—	1400	710
83V	—	1800	650
807	—	1980	720
4671	—	—	1000
4672	—	—	1000
5687	—	—	400
5696	—	—	400
5727	—	—	400
6350	—	—	400

POSSIAMO FORNIRE INOLTRE QUALSIASI TIPO DI VALVOLE con lo sconto del 60%+10% sui prezzi di listino delle rispettive Case (escluso « MAGNADINE » il cui sconto è del 50%).

TUTTE LE VALVOLE SONO GARANTITE AL 100% - Impegnandoci di sostituire gratuitamente i pezzi difettosi purchè spediti franco nostro Magazzino.

OGNI SPEDIZIONE VIENE EFFETTUATA DIETRO INVIO ANTICIPATO - a mezzo assegno bancario o vaglia postale - dell'importo dei pezzi ordinati, più L. 400 per spese postali e imballo. ANCHE IN CASO DI PAGAMENTO IN CONTRASSEGNO occorre anticipare non meno di L. 1.000 sia pure in francobolli, tenendo presente che le spese di spedizione in ASSEGNO aumentano di non meno di L. 300 per diritti postali. - NON SI EVADONO ORDINI di importi inferiori a L. 3000. - Per ordini superiori a 20 pezzi viene concesso un ulteriore sconto del 5% sui prezzi di vendita suindicati.

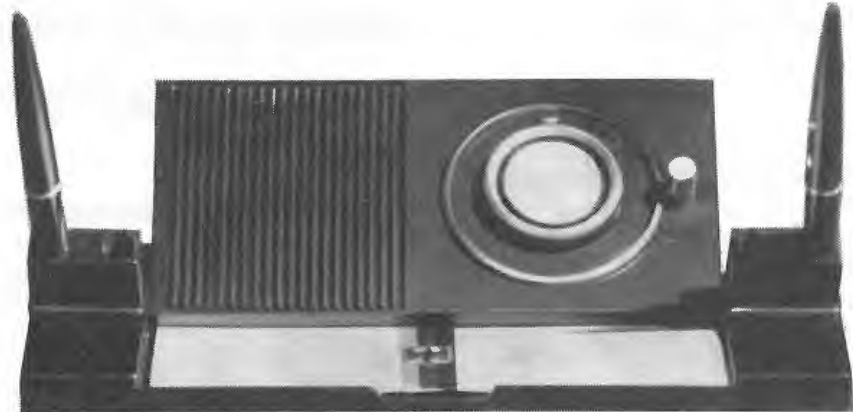
● A PREZZI ECCEZIONALI APPARECCHI NUOVI, PERFETTAMENTE FUNZIONANTI, GARANTITI PER IL PERIODO DI 6 MESI

1. - RADIO « FARADAY » - 5 valvole, 3 gamme, onde medie MF/TV, esecuzione lusso . . . . L. 12.000+ 500 s.p.
2. - RADIO « FARADAY » - 5 valvole, onde medie, mobile in plastica modernissimo . . . . L. 5.500+ 500 s.p.
3. - RADIO « FARADAY » - 5 valvole, onde medie e corte, mobile in plastica modernissimo . . . . L. 6.500+ 500 s.p.
4. - RADIO SUPERETERODINA « KING » 6+2 transistors, in elegante mobiletto legno, uscita circa 1 W, alimentazione 2 batterie 4,5 V . . . . L. 5.000+ 400 s.p.
5. - FONOVALIGIA « FARADAY » a valvole, 3 W uscita, elegantissima, ottima riproduzione e compatta come dimensione . . . . L. 9.000+ 900 s.p.
6. - FONOVALIGIA come sopra, ad alimentazione mista, alternata e a batteria, 4 velocità, riproduzione alta fedeltà L. 12.500+ 900 s.p.
7. - OSCILLOSCOPIO « MECRONIC » con tubo 3", larghezza banda da 2 a 5 MHz, impedenza d'ingresso 1 MΩ, 20pF, sensibilità 100 mV eff./cm, esecuzione speciale per TELERIPARATORI, completo di accessori, garanzia 6 mesi L. 43.500+1000 s.p.
8. - TESTER VOLTOMETRO ELETTRONICO « MECRONIC » nuova esecuzione con strumento più sensibile e amplissima scala,(con tensione continua e alternata da 1,5 a 1500 V. - Misure di resistenza da 0 a 100 mohm, misure di frequenza da 30 a 2 MHz, completo di accessori, sei mesi di garanzia . . . . L. 26.500+1000 s.p.
9. - GENERATORE MODULATO « MECRONIC » - Campo di frequenba da 150 KHz a 110 MHz suddiviso in 7 gamme. - Precisione di taratura ± 1,5%. Tensione di uscita regolabile - modulazione di ampiezza a 400 Hz con profondità del 30% circa - Frequenza a 400 Hz regolabile, alimentazione universale . . . . L. 24.000+ 900 s.p.
10. - ALTOPARLANTI Tipo GOODMANS per alta fedeltà: TWITER rotondi o ellittici . . . . L. 800 cad.
    Idem Elettrostatici . . . . L. 1500 cad.
    Medio Ellittici 18 x 11 cm. . . . . L. 1500 cad.
    Idem « super-ellittici » 25 x 7 cm. . . . . . L. 1800 cad.
    Altoparlanti originali « WOOFER »: rotondo ∅ 21 . . L. 2000 cad.
    Idem ellittico . . . . L. 3500 cad.
    (SCONTI per certi quantitativi).
11. - GRUPPI VHF completi di valvole, serie EC - PRANDONI, RICAGNI, SPRINT, cad. . . . . L. 4.000+ 400 s.p.
12. - SINTONIZZATORI UHF, RICAGNI-PHONOLA, completo di due valvole PC86, cad. . . . . L. 2.000+ 400 s.p.
13. - SINTONIZZATORE UHF a transistors « GRUNDING », uscita in media 40,25/45,75, già completo di demoltiplica e partitore di tensione, cad. . . . . L. 4.500+ 400 s.p.
14. - AUTOTRASFORMATORE originale « MARELLI », 100 W, tutte le tensioni, in elegante custodia metallica, completo di fusibili, interruttore e cordone di aliment., cad. L. 1.500+ 500 s.p.
15. - CONVERTITORE INTERNO VHF/UHF originale PHILIPS, valvole EC86/EC88 . . . . L. 2.200+ 400 s.p.
16. - DIODI: AMERICANI al silicio 220 V/500 mA **L. 300** cad. ● 160 V/600 mA **L. 250** cad. ● 110 V/5 A **L. 300** cad. ● 30-60 V/15 A **L. 250** cad. ● DIODI per VHF RIVELATORI Tipi OA95 - OA86 - 1G25 - G51 **L. 100** cad. ● DIODI per UHF, Tipi OA202/G52 **L. 380** cad.
17. - TRANSISTORS: OC71, OC72, 2G360, 2G396, 2G603, 2G604, 360DT1 **L. 200** cad. AF105, ASZ11, BCZ11, OC75, OC76, OC77, OC169, OC171, OC603, 2N247, 2N396, 2N398, 2N527, ORP60 **L. 300** cad.
    ASZ15, ASZ16, ASZ17, ASZ18, ASZ21, OC23, OC26, OC29, 2N397, 2N547, 2N708, 2N914, 2N343, 2N1553, TN155, 2N1754, 2N914 **L. 600** cad.

● SCONTI SPECIALI PER COSTRUTTORI E RIVENDITORI SUI DIODI E TRANSISTORS per ordini non inferiori ai 100 pezzi per tipo.
● PER LE SPEDIZIONI E I PAGAMENTI VALGONO LE CONDIZIONI DESCRITTE IN CALCE ALL'ELENCO DELLE « VALVOLE ».

ELETTRONICA "P. G. F." - MILANO - VIA CRIVELLI 20 - TELEF. 59.32.18

TRE ASSI PER I VOSTRI REGALI

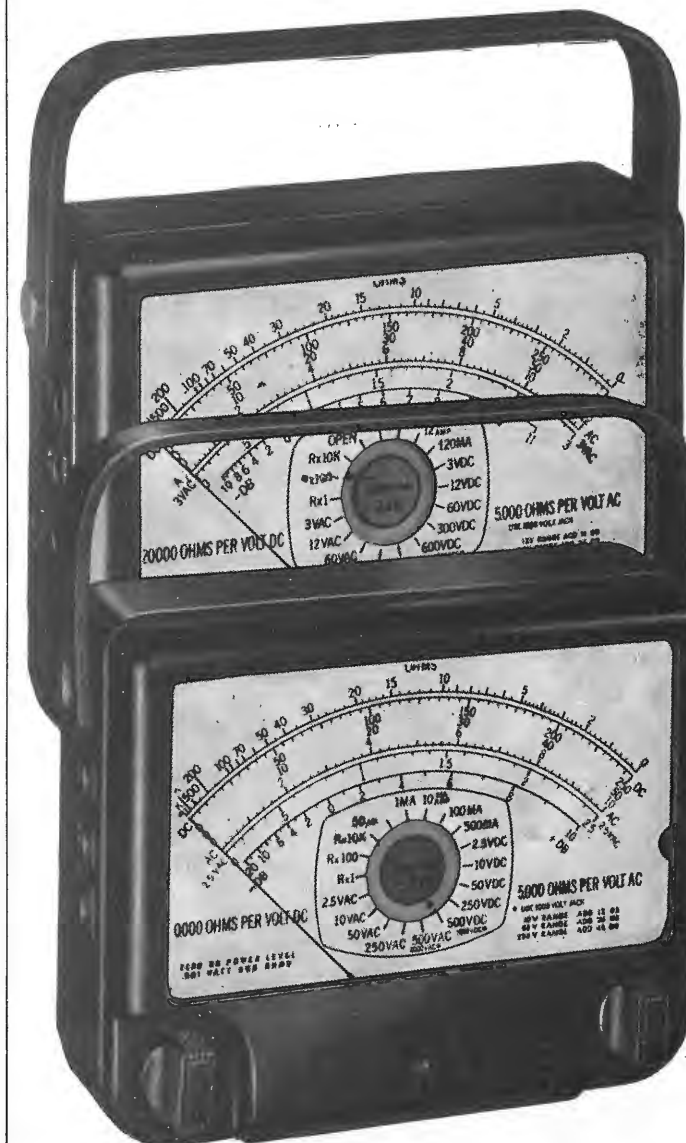
Stiloforo radioricevitore a transistor
Primavera radiofonovaligia a transistor
Stadio radioricevitore autoradio a transistor

STILOFORO
Caratteristiche: Transistor 6 - diodi 2 - potenza di uscita 250 mW - altoparlante circolare da 70 mm. - gamma d'onda onde medie - alimentazione corrente continua 4,5 V. con 3 pile a torcia da 1,5 V. - autonomia durata delle pile 150 h. - dimensioni cm. 24 x 7.

PRIMAVERA
Caratteristiche: Transistor 7 - diodi 3 - Potenza di uscita 700, Ø = 76 mm. - velocità 2, 33/45 giri - testina a 2 puntine di zaffiro microsolco intercambiabili - gamme d'onda onde medie - alimentazione corrente continua CC 9 V. con 2 pile da 4,5 V. - corrente alternata C.A. con cambio tensioni universale - autonomia durata delle pile 200 h. - dimensioni cm. 28 x 23 x 10 - peso Kg. 2,4.

STADIO
Caratteristiche: Radioricevitore a 6 transistor + 2 diodi - onde medie - potenza di uscita 200 mW - altoparlante da 56 mm. - alimentazione 3 V. con 2 pile a torcia da 1,5 V. cadauna - autonomia 100 ore per ascolto continuato a livello sonoro medio - dimensioni Ø 8 cm. - peso Kg. 0,280 circa.

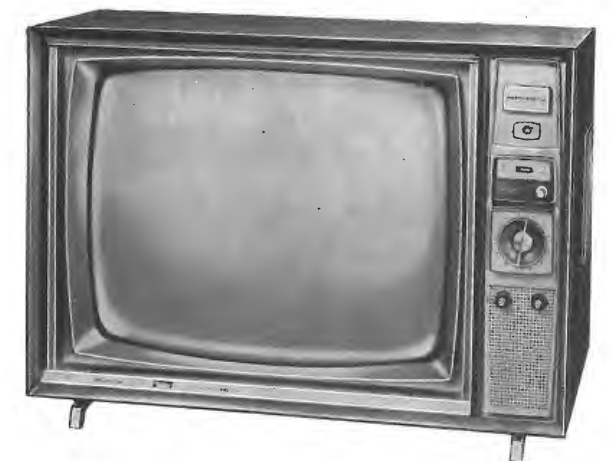
Richiedere cataloghi al:
GRUPPO INDUSTRIALE EUROPHON
Via Mecenate, 86 - Milano

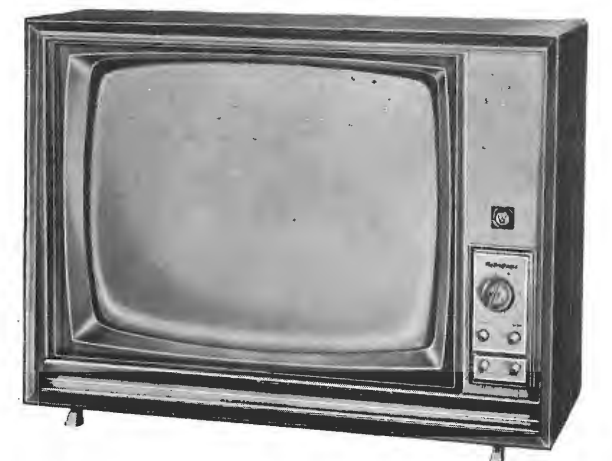
SIMPSON

ANALIZZATORI A LARGA SCALA (178 mm)

Una scala ampia consente facili e comode letture con miglior definizione e quindi maggior precisione e ripetibilità. Potete scegliere tra 5 modelli di cui uno a 100.000 ohm/volt. Sono robusti e protetti contro gli urti in quanto i gioielli sono montati su molle.

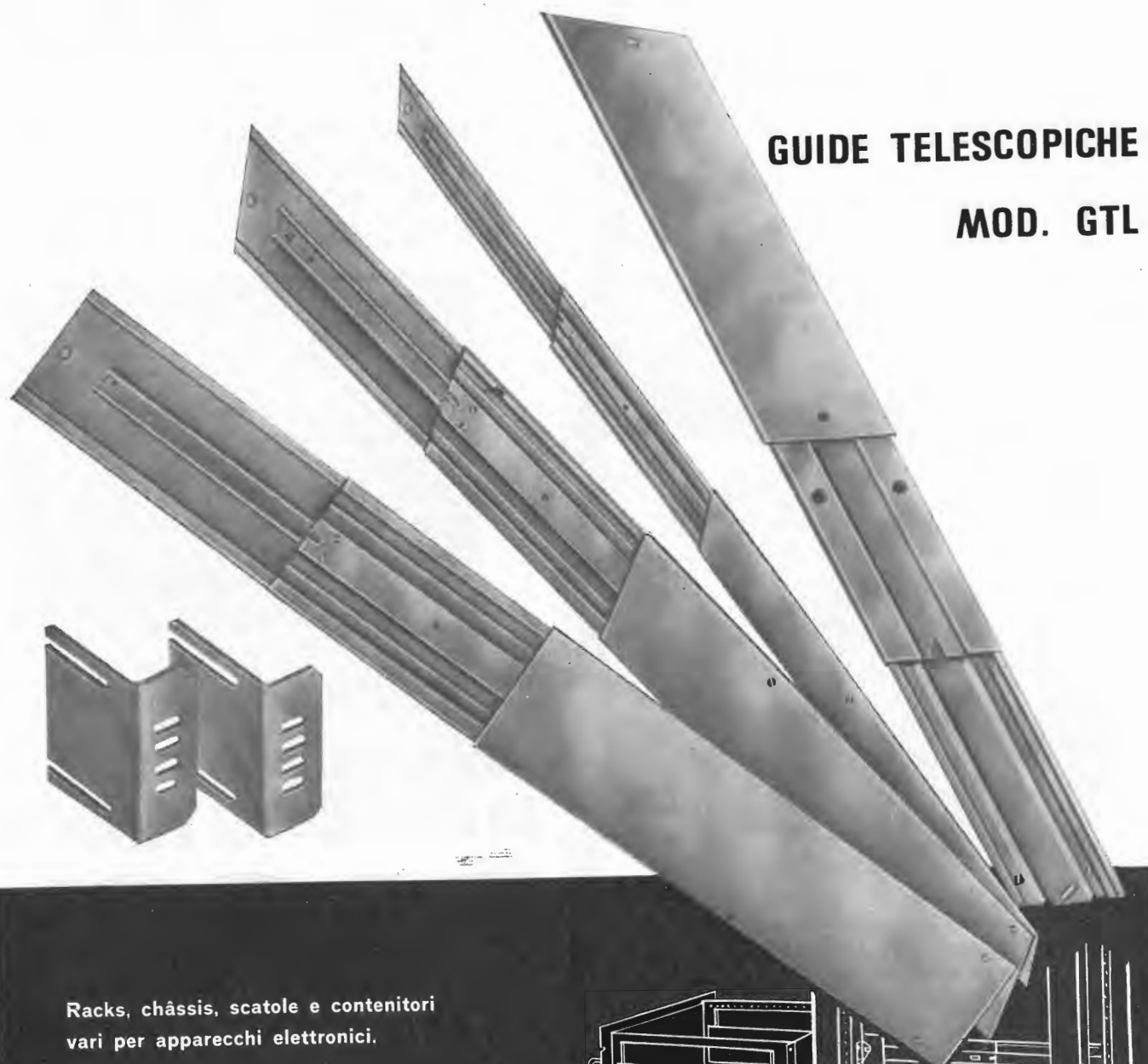
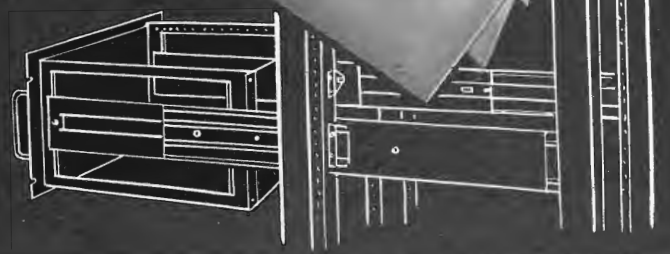
AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:
Dott. Ing. M. VIANELLO
Sede: MILANO - Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081/811
Filiale: ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme, 97 - Tel. 772.941/250

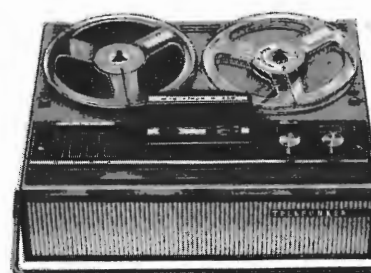
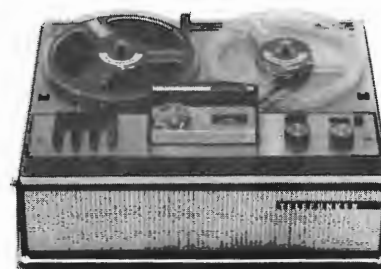
WESTINGHOUSE

SERIE DIPLOMATIC - PASSPORT

CABLATI INTERAMENTE A MANO
SINTONIA ELETTRONICA
CONTROLLI STABILIZZATI
SONORO CON EFFETTO PRESENZA

BIRGA & BRUSATI

I TELEVISORI CHE PER LE LORO QUALITA' TECNICHE ED ESTETICHE SI VENDONO

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTRONICHE SU LICENZA WESTINGHOUSE
MILANO - VIA LOVANIO, 5 - Tel. 634.240 - 635.240

Costruzioni Meccaniche per l'Industria Elettrica ed Elettronica

per una registrazione ed una riproduzione perfette

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 401 K L. 99.900

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 295 K L. 99.900

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 203 K ST L. 138.000

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 201 K L. 111.500

REGISTRATORI TELEFUNKEN

garantiti da una grande marca!

I registratori TELEFUNKEN sono studiati in modo da soddisfare tutte le esigenze. Dai modelli più semplici ai tipi professionali, l'acustica e la fedeltà sono sempre perfette. Tutta la serie dei registratori a nastro TELEFUNKEN, sino al nuovo modello 401 K, che funziona con semplici caricatori a cassetta (una vera novità!), offrono il meglio della tecnica più avanzata e sono garantiti da un nome famoso.

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 200 K L. 92.000

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 204 K L. 210.000

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 300 K L. 95.000
REGISTRATORE A NASTRO MOD. 301 K L. 110.000

TELEFUNKEN

Oscilloscopio a transistori modello G 401

Amplificatore Verticale

Sensibilità: 50 mVpp/cm.
Risposta di frequenza: dalla cc a 5 MHz.
Risposta ai transistori: Tempo di salita: 0,07 µs - **Overshot:** inferiore 10%.
Attenuatore: tarato in mVpp/cm, regolazione continua ed a scatti (9 posiz.).
Inpedenza di ingresso: 1 MΩ con 30 pF in parallelo.
Calibratore: consente di tarare l'amplificatore verticale direttamente in Vpp/cm tramite un generatore interno ad onda trapezoidale.

Amplificatore Orizzontale

Sensibilità: 100 mVpp/cm.
Risposta di frequenza: da 20 Hz a 2 MHz.
Attenuatore: a regolazione continua.
Impedenza di ingresso: 50 KΩ con 30 pF in parallelo.

Asse Tempi: ricorrente e comandato - da 100 ms/cm a 0,5 µs/cm in 17 portate.
Sincronizzazione: interna, esterna ed alla frequenza di rete, con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua.
Tubo a RC: 3" traccia color verde, media persistenza, reticolo illuminato.

UNA MILANO - VIA COLA DI RIENZO 53/A - TELEF. 47.40.60 - 47.41.05

ERMETICI al Ni-Cd

DEAC

NESSUNA MANUTENZIONE
PERFETTA ERMETICITÀ
POSSIBILITÀ DI MONTAGGIO IN QUALSIASI POSIZIONE

RADIO PORTATILI
PROTESI AUDITIVA
ILLUMINAZIONE
APPARECCHIATURE SCIENTIFICHE

AGENTE GENERALE PER L'ITALIA:
TRAFILERIE e LAMINATOI di METALLI S.p.A. - MILANO
VIA A. DE TOGNI N. 2 - MILANO - TELEF.: 87.69.46 - 89.84.42

Rappresentante: Ing. GEROLAMO MILO
Via Stoppani, 31 - MILANO - Tel. 27.89.80

ACOUSTECH X

radiatori elettrostatici Acoustech

Preampli e Centro controllo stereo Acoustech VI

IL PIÙ PERFETTO IMPIANTO DI ALTA FEDELTÀ

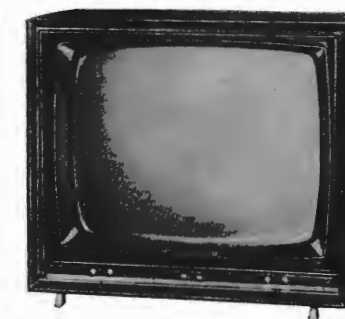
Radiatori elettrostatici a piena gamma progettati da Arthur Janszen, incorporanti cadauno due amplificatori di potenza per 200 W d'uscita RMS. Crossover elettronici. Centro di controllo e preampli di estrema versatilità modello VI. E' un suono vivo e naturale che si differenzia grandemente dal suono «riprodotto» comune ai convenzionali altoparlanti, non c'è di meglio. I critici più severi lo giudicano meraviglioso e stupendo.

Agente gen. per l'Italia:

AUDIO

VIA GOFFREDO CASALIS 41 - TORINO - TELEFONO 761133

principali distributori: ROMA: Alta Fedeltà c. d'Italia 34/A. MILANO: Furcht v. Croce Rossa I. e per le province lombarde: Silver Sound v. Cola di Rienzo 36. VENETO: ZEN vicolo del convento 8 SCHIO. TORINO: Balestra c. Raffaello 23; Casati v. S. Secondo 15. NAPOLI: Camporeale v. M. Schipa 64. PARMA: Audioparma v. Cavallotti 3. BARI: Losurdo v. P. Petroni 39. PINEROLO: Faure, v. Lequio 10.

WESTINGHOUSE

- TELEVISORE Mod. TV 1010 T 23
- CRISTALLO PROTETTIVO POLARIZZATO
- GRUPPO UHF A TRANSISTOR
- MOBILE IN LEGNO PREGIATO

BIRGA & BRUSATI

- FONOVALIGIA Mod. 608
- 4 VELOCITÀ
- REGOLATORE DI TONO
- CAMBIO TENSIONE UNIVERSALE

- RADIO-GIRADISCHI Mod. 615 T 6
- 4 VELOCITÀ
- 6 VALVOLE
- ONDE LUNGHE MEDIE CORTE
- FM - MOBILE IN LEGNO PREGIATO

SI VENDONO DA SOLI

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTRONICHE
SU LICENZA
WESTINGHOUSE
MILANO - VIA LOVANIO, 5 - Tel. 635.218 - 635.240

ANNO XXXVIII **12**

l'antenna

DICEMBRE 1966 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Comitato di Redazione prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Paolo Quercia - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini

Consulente tecnico dott. ing. Alessandro Banfi

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *l'antenna* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **500**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **5.000**; estero L. **10.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Taormina, 28 - Via Cufra, 23 - Tel. 6883.407 - 6883.417

dott. ing. Alessandro Banfi

Alta fedeltà e stereofonia

Assistiamo da qualche tempo ad una sensibile ripresa dell'interesse del pubblico all'ascolto musicale di qualità.

Con la qualifica di « qualità » intendo escludere il genere « canzone » urlata o singhiozzata, o « beat », col suo largo seguito di fanatici che nulla hanno a che vedere con l'arte musicale.

La cultura musicale è in effetti il primo indizio del grado di civiltà di un popolo.

E purtroppo, ci spiace dirlo, la conoscenza della musica è nel nostro Paese molto limitata fra i giovani.

L'Italia solitamente indicata come la « culla dell'Arte e particolarmente della musica », si trova invece molto arretrata rispetto a molte nazioni civili, specialmente per ciò che riguarda l'insegnamento della musica nelle scuole elementari e medie non specializzate.

Comunque a parziale conforto di queste amare constatazioni è doveroso rilevare che in questi ultimi tempi il numero degli amatori della buona musica giovani ed anziani, è grandemente accresciuto.

E questa consolante constatazione ci viene confermata dal mercato discografico e da quello della radio e dei complessi riproduttori ad alta fedeltà.

Un contributo non disprezzabile alla diffusione dell'ascolto musicale di qualità è stato inoltre recentemente offerto dall'accresciuta spinta propagandistica data dalla RAI alla filodiffusione.

Nello scorso dicembre si sono svolte a Milano con notevole successo di pubblico due importanti manifestazioni entrambe dedicate al tema « musicale »:

Il 1° Salone Internazionale della Musica *e la* 2ª Mostra Americana dell'Alta Fedeltà e Stereofonia.

Nel Salone della Musica presso il Palazzo dell'Arte, al Parco, erano allineate tre categorie di espositori: strumenti musicali, riproduttori elettroacustici, discografici.

Una Mostra retrospettiva di strumenti musicali comprendente cimeli fonografici, liuti e violini d'autore, partiture storiche originali ed altre rarità d'epoca, integrava questo primo Salone italiano veramente interessante.

La Mostra dell'Alta Fedeltà e Stereofonia allestita nel Centro Commerciale Americano, costituiva un interessante completamento del Salone della musica, in quanto erano presentati i più moderni apparati elettronici per riproduzioni musicali ad alta fedeltà monofoniche o stereofoniche.

Pertanto le due Mostre che si integravano a vicenda, hanno costituito una convincente documentazione delle attuali capacità tecniche di riproduzione musicale di alta qualità, dimostrando tra l'altro che mentre qualche anno addietro l'« alta fedeltà » *costituiva un* « hobby » *accessibile solo ad un pubblico danaroso, oggi è possibile accedere ad un buon complesso di qualità stereofonico, anche con una modesta cifra.*

E ciò favorirà molto l'infoltirsi delle schiere di amatori dell'ascolto musicale inteso come riposante distensione dei sensi, in un eccezionale gradimento spirituale quale la « vera » musica può offrire. A.

dott. ing. Antonio Turrini

Testine sonda per oscilloscopi a r.c.

Le testine di esplorazione per oscilloscopi non possono naturalmente oggi più essere presentate come qualcosa di nuovo poichè esse già da lungo tempo sono in uso nelle loro diverse forme. Tuttavia uno sguardo a questo campo di specialità può essere certamente utile; perciò vengono qui considerati i nuovi tipi apparsi in tale ambito e si illustrano i risultati che con essi si possono raggiungere.

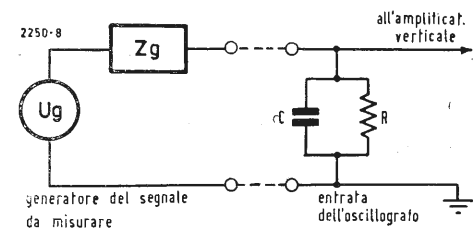



Fig. 1 - Circuito equivalente del generatore (a sinistra) e dell'entrata dell'oscillografo (a destra).

Quando si osservano oscillazioni sullo schermo di un oscilloscopio, viene sempre fatto di porsi la domanda se la curva osservata corrisponda fedelmente alla vera oscillazione prima dell'applicazione dell'oscillografo al circuito sede del fenomeno da studiare. Ciò sarà analizzato in quel che segue.

L'entrata dei più tipici circuiti di deviazione verticale rappresenta una resistenza in parallelo di 1 MΩ con in derivazione una piccola capacità di 10 ÷ 60 pF. La fig. 1 rappresenta un circuito equivalente del generatore di oscillazioni unitamente all'entrata del circuito di deviazione verticale di un oscillografo. La sorgente di segnale viene considerata come un generatore ideale in serie alla sua resistenza interna Z_g.

Quando si applica la tensione originale U_g all'entrata verticale dell'oscillografo, scorre una piccola corrente attraverso la combinazione della resistenza e della capacità nel circuito di entrata; tale corrente può provocare una sensibile caduta di tensione ai capi della resistenza interna Z_g. Tale caduta di tensione modifica l'ampiezza o la forma dell'oscillazione applicata all'ingresso verticale. Perciò sullo schermo fluorescente dell'oscillografo appare una forma d'onda che non è la fedele riproduzione dell'oscillazione originale.

Quando l'oscillazione del generatore non presenta variazioni rapide, la azione della capacità in parallelo alla entrata verticale è modesta, e l'oscillazione viene poco variata nella sua forma.

Quando però la resistenza interna Z_g del generatore è grande, l'ampiezza dell'oscillazione applicata, in seguito al carico attraverso la resistenza R nel circuito di entrata dell'oscillografo, viene diminuita.

Quando vi sono rapide variazioni di ampiezza del segnale applicato, scorrono correnti relativamente forti attraverso la capacità all'entrata verticale. Perciò si verifica una corrispondente caduta di tensione nella resistenza interna. La distorsione così generata si manifesta tanto nella forma della curva, quanto nell'ampiezza e cresce con l'aumentare della resistenza interna Z_g.

L'elenco degli accessori di molti oscillografi comprende perciò vari tipi di *testine sonda*, come pure cavi per connettere l'unità da esaminare al circuito di entrata dell'oscillografo, elementi che devono evitare questi inconvenienti.

I tipi di testine usate sono: la sonda semplice o diretta; la testina attiva o passiva ad alta resistenza di entrata, o la testina sonda con divisore di tensione per alte tensioni.

1. LA TESTINA SONDA DIRETTA

Il più semplice collegamento all'oscillografo è costituito da un cavo coassiale con una punta di esplorazione. Questa connessione può comportare, secondo la lunghezza e il tipo del cavo impiegato, circa 20 ÷ 50 pF di capacità in parallelo all'entrata verticale dell'oscillografo. Il pericolo di deformazione del segnale viene dunque ulteriormente aumentato da una simile semplice testina, poichè, al minimo, il cavo di misura dall'oggetto da misurare allo oscillografo, è schermato. Esso non può dunque nè irradiare, nè ricevere radiazioni o impulsi disturbanti.

Fig. 2 - Attenuazione a 1 MHz in funzione dell'impedenza con una capacità di entrata di 60 pF.

2. - TESTINE SONDA CON ALTA RESISTENZA DI ENTRATA

Se si usa un cavo della sonda e un oscillografo nel caso in cui la larghezza di banda dell'amplificatore verticale debba essere sfruttata completamente, la resistenza interna del generatore del segnale da analizzare deve essere relativamente bassa. La fig. 2 mostra l'entità dello smorzamento, che si ha, alla frequenza di 1 MHz e con una testina sonda diretta, con l'oscillografo TF 1331A della Marconi, quando si aumenta la resistenza interna. Quando la resistenza interna del generatore di segnale è alta, o quando sono presenti nel segnale componenti di frequenze superiori, o ancora, quando si devono analizzare circuiti risonanti, una bassa resistenza interna di entrata dell'oscillografo, con o senza cavo di esplorazione, può comportare la rappresentazione di una forma errata di oscillazione. Perciò bisogna ridurre drasticamente la capacità in parallelo alla entrata del circuito di deviazione verticale. Ciò si ottiene mediante una testina sonda di alta resistenza di entrata. Questa può essere o una testina passiva, con la quale si usa un partitore di tensione compensato, o una sonda attiva con un amplificatore trasferitore catodico.

3. - LA TESTINA SONDA PASSIVA O DIVISORE DI TENSIONE

Lo schema di una semplice testina esploratrice di alta resistenza di entrata è riprodotto in fig. 3a. La fig. 3b rappresenta il circuito equivalente. Se si trascurano i condensatori C_1 e C_2 di compensazione, il complesso fondamentale della testina sonda con divisore di tensione consta di uno spezzone di cavo coassiale in serie con un'alta resistenza R_1. Se la sonda è posta fra il generatore di segnali e i morsetti di entrata di deviazione verticale dello oscillografo, la resistenza, che carica il generatore, risulta aumentata. Perciò la parte di corrente di segnale, la quale scorre all'ingresso del circuito di deviazione verticale, viene diminuita e in conseguenza sono pure minori la perdita di amplificazione e la distorsione dell'oscillazione.

Indubbiamente ha qui luogo una divisione di tensione fra la resistenza di entrata R_1 e la resistenza in parallelo R_2 dell'oscillografo. L'ampiezza del segnale viene diminuita secondo il fattore $R_2/(R_1 + R_2)$.

I valori di R_1 e R_2 vengono generalmente scelti in modo da avere un favorevole rapporto di partizione. Il rapporto più opportuno è 10 : 1. In generale il circuito di entrata dell'oscillografo possiede una resistenza in derivazione di 1 MΩ. Si sceglie allora il valore di 9 MΩ per R_1, così si ottiene una resistenza totale di 10 MΩ.

Affinchè l'attenuazione per le frequenze alte e basse sia la stessa, la testina sonda deve avere una compensazione di frequenza. Se R_1 C_1 e R_2 C_2 sono uguali, le due costanti di tempo sono uguali e la sonda attenua tutte le frequenze nello stesso rapporto.

In pratica il condensatore C_1, che si trova nella testina, è regolabile, di modo che la compensazione in frequenza del partitore di tensione può

Fig. 3 - Circuito di principio di una testina sonda passiva (divisore sonda); *a*) ad alta resistenza di entrata; *b*) suo circuito equivalente.

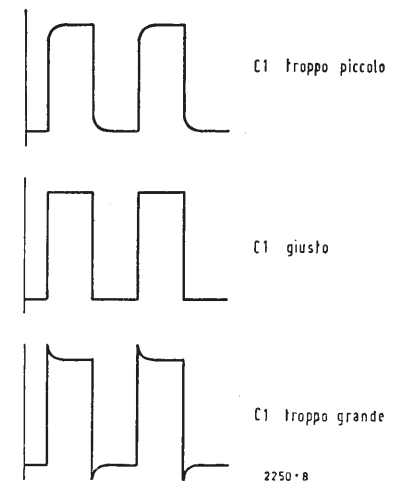



Fig. 4 - Forme d'onda visibili sullo schermo, che si formano in sede di regolazione del condensatore C_1 (v. fig. 3); al centro la giusta taratura.

a)

b)

c)

Fig. 5 - Prestazione dell'oscillografo TF2200 A con la sonda TM8110, relativa alla riproduzione di impulsi aventi tempo di salita minore di 1 nsec. *a*) Oscillografo collegato direttamente ad un generatore di 50 Ω. *b*) Oscillografo alimentato dalla testina sonda. *c*) Generatore di segnali caricato con capacità troppo alta.

essere effettuata dall'utente stesso. Ciò è necessario a motivo della differenza della capacità di entrata del circuito di ingresso da un oscillografo all'altro, ma talvolta anche a motivo del comportamento diverso del circuito di smorzamento d'entrata dell'oscillografo. Perciò è opportuno assicurarsi che la testina sonda sia esattamente compensata. Ciò può facilmente farsi applicando alla testina una conveniente onda rettangolare e poi regolando il condensatore variabile C_1 fino a che la sommità dell'onda quadra riprodotta acquisti la forma più piana, come quella visibile in fig. 4. La maggior parte degli oscillografi contiene un generatore di onda quadra di taratura, il quale può essere usato a questo scopo.
Per ridurre la capacità distribuita, che costituisce la capacità in parallelo C_2, si usa un cavo coassiale di minor capacità. Poichè R_2 è dell'ordine di grandezza di 1 MΩ, col cavo può apparire un notevole disadattamento, quando si impieghino segnali di un generatore di bassa resistenza interna. Di conseguenza gli impulsi a fronti ripidi possono subire distorsione. Perciò conviene fare il conduttore interno del cavo di materiale resistivo, e regolare il valore della resistenza in modo da ottenere la miglior forma d'onda.
Un esempio di testina esploratrice di recente costruzione con alta resistenza di entrata è la testina TM 8110 prodotta dalla Marconi Instruments Ltd. Tale testina in origine fu studiata per l'uso con gli oscillografi della stessa Casa, dei quali il circuito di entrata per la deviazione verticale presenta la resistenza di 1 MΩ e la capacità in parallelo di 30 pF. La sonda può però essere usata anche con altri oscillografi, la capacità di entrata dei quali sia compresa fra 10 e 60 pF. La larghezza di banda della sonda è minore con alti valori della capacità in derivazione.
Una particolare caratteristica di questa testina è costituita da un commutatore, col quale l'utente può variare il rapporto del divisore da 10 : 1 (con la resistenza di entrata di 10 MΩ) a 1 : 1 (con la resistenza di entrata di 1 MΩ). La commutazione si effettua semplicemente ruotando di 60° la punta della testina; con ciò essa si innesta saldamente. Così l'utente ha in pratica due sonde in una sola testina.
Altre proprietà di questa testina (fig. 4a) sono: la sua robustezza meccanica dato il conduttore interno di speciale costruzione del cavo coassiale; la piccola capacità di entrata di soli 9,5 pF (10 : 1) o 70 pF (1 : 1) con un circuito di entrata verticale di 1 MΩ con 30 pF di capacità in parallelo e il tempo di salita di circa 7 nsec (10 : 1). Il tempo di salita nella posizione 1 : 1 del divisore dipende dalla resistenza interna del generatore di segnali. La fig. 5 mostra una curva rilevata con l'oscillografo TF2200 A della Marconi Instruments Ltd, in unione con tale testina sonda. La resistenza interna del generatore di segnali era 50 Ω; il tempo di salita degli impulsi era di 1 nsec. La possibile distorsione aggiuntiva degli impulsi con brevi tempi di salita è indicata in fig. 5c. In questo caso la bassa impedenza di entrata della testina sonda rappresenta un notevole carico per la resistenza interna di 50 Ω del generatore di impulsi.

4. - TESTINE SONDA PER ALTE TENSIONI

Quando si ha a che fare con oscillazioni, l'ampiezza delle quali supera le indicazioni di caricabilità dell'apparecchio date dal fabbricante, bisogna usare una speciale testina di esplorazione per alte tensioni. Questa lavora come una testina sonda per basse tensioni con un partitore di tensione incorporato, che però abbia un rapporto di divisione più alto.
Un valore tipico per la resistenza alla tensione è 12 kV di tensione continua con una resistenza in parallelo di 100 MΩ e una capacità di derivazione di 3 pF.
Per tensioni oltre 12 kV si raccomanda un divisore di tensione capacitivo. Questo tipo di sonde può essere caricato con ampiezza di segnale dell'ordine di grandezza di 50 kV. Una testina sonda tipica con partitore di tensione capacitivo è rappresentata in fig. 6. La

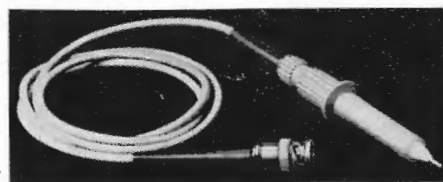



Fig. 4a - Testina sonda ad alta resistenza di entrata (divisore sonda) modello TM8110 (Marconi Instruments Ltd).

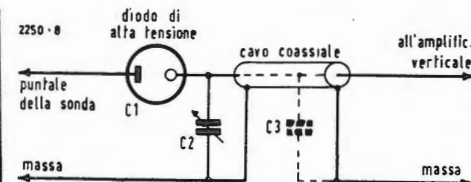



Fig. 6 - Testina sonda con diodo di alta tensione non acceso, la cui capacità anodo-catodo viene sfruttata come condensatore (C_1) del divisore di tensione.

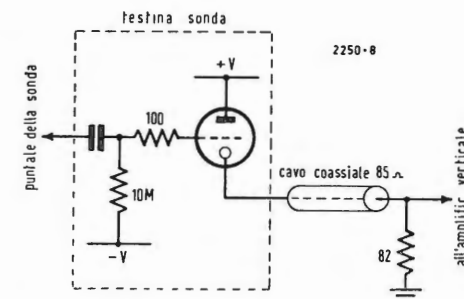



Fig. 7 - Circuito di principio di una tipica testina sonda con trasferitore catodico.

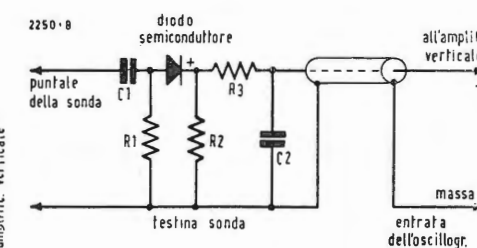



Fig. 8 - Testina sonda con rivelatore in serie.

prima capacità del divisore di tensione (C_1) è costituita dalla capacità propria del diodo raddrizzatore (1... 2 pF).

5. - TESTINE SONDA ATTIVE

Nel caso di oscillazioni di piccola ampiezza, la divisione di tensione nelle sonde passive con alta impedenza di entrata è indesiderabile, perchè allora l'amplificatore verticale dell'oscillografo deve avere una maggiore amplificazione. Per superare questa difficoltà, è necessario un amplificatore di speciale costruzione nella testina sonda. Si usa un tubo miniatura, che viene montato come trasferitore catodico, dove la punta della sonda viene connessa alla griglia controllo e il conduttore di massa viene collegato al terminale di massa del circuito di catodo. L'uscita si preleva dal catodo e viene collegata al morsetto di entrata dell'amplificatore verticale dell'oscillografo.
L'alta impedenza di entrata della testina sonda viene adattata dal rapporto dell'inseguitore catodico. Con questo schema la resistenza di entrata è dell'ordine di grandezza di 100 MΩ. La capacità di entrata è piccola, e precisamente:

$$C_{in} = C_{ga} + C_{gk}(1 - A)$$

dove

A = amplificazione del trasferitore catodico;

C_{ga} = capacità anodo-griglia del tubo;
C_{gk} = capacità griglia-catodo del tubo.

Una tipica testina sonda è rappresentata in fig. 7.
Questo circuito carica il generatore di oscillazioni con 8 pF e con una resistenza in parallelo di 10 MΩ. Il cavo coassiale da 85 Ω, che collega l'involucro della testina col morsetto di entrata dell'amplificatore verticale, dalla parte della sonda è collegato con la resistenza di uscita del tubo e dalla parte opposta con una resistenza di 82 Ω. Con questo tipo di collegamento va perduta quasi la metà dell'ampiezza del segnale, ma si ottengono una buona forma di impulso ed una curva ampiezza-frequenza piatta entro 0,5 dB di scostamento a 30 MHz. Questo tipo di circuito a trasferitore catodico è adatto essenzialmente per *piccole ampiezze di segnali* e per larghe bande. Per avere una riproduzione fedele, si raccomanda di non superare una tensione U_{pp} = 3 V.
Per mantenere piccola la distorsione di ampiezza con segnali di entrata maggiori di alcuni volt, si può fornire la sonda a trasferitore catodico di un partitore di tensione.
Le tensioni di alimentazione del tubo vengono generalmente prelevate direttamente dall'alimentatore dell'oscillografo mediante un morsetto apposito comunemente presente sul lato frontale dell'apparecchio.

6. - TESTINE SONDA RIVELATRICI

Un altro genere di testine sonda, che viene utilizzato per il tracciamento delle curve di risonanza, è la sonda rivelatrice (rivelatore sonda).
L'accordo di circuiti risonanti si effettua spesso visualmente con l'osservazione della banda del circuito generata mediante un segnale di alta frequenza modulato in frequenza. Poichè interessa solo la forma della curva passante e non della portante di alta frequenza, la tensione RF presente nel circuito risonante viene rivelata nella testina sonda e si applica all'oscillografo solo la curva inviluppo.
Ci sono molti tipi di testine sonda rivelatrici. Essenzialmente esse consistono in un circuito rivelatore a diodo con rivelazione in serie o in parallelo. Le prime hanno maggior sensibilità (fig. 8).

7. - BIBLIOGRAFIA

J. K. Murray: *Accessori dell'oscillografo*. Marconi Instrumentation, pubblicazione del 10-4-1965, pag. 2.

A.

dott. ing. Alessandro Banfi

L'elettronica al servizio dell'automobile

Dall'accensione elettronica a transistori, già nota da qualche tempo, all'introduzione della musica stereofonica nell'abitacolo dell'automobile, sono passate in rassegna alcune novità presenti al recente salone dell'Auto di Torino.

La tecnica elettronica sta oggi invadendo quasi tutti i settori dell'attività umana, sia come intervento diretto, che come intervento indiretto. Non fosse altro, sotto quest'ultimo profilo, la diffusione sempre più vasta e quasi capillare dei calcolatori elettronici nei più impensati settori di produzione.

Ma per non allontanarci dal proposito di intrattenere i nostri lettori sull'incidenza dell'elettronica sull'industria automobilistica rivelatasi in occasione del recente Salone torinese dell'auto, passeremo in rassegna alcune delle principali applicazioni presentate.

Occorre anzitutto distinguere le applicazioni elettroniche destinate alla integrazione di organi meccanici funzionali quali il motore e la trasmissione di moto, da quelle destinate a completare o migliorare le condizioni di viaggio dell'automobilista. Nella prima categoria possiamo includere la accensione a transistori e l'automazione delle manovre di cambio di marcia.

L'accensione elettronica a transistori già nota da qualche anno, si ripropone oggi con insistenza in relazione all'accresciuto regime di giri di quasi tutti i motori d'automobile, anche non da competizione. Questo sistema d'accensione si è poi notevolmente perfezionato con l'introduzione dei diodi controllati al silicio (SCR), che consentono di ottenere delle eccellenti caratteristiche di intensità e durata della scintilla d'accensione dei motori a scoppio, con netto miglioramento del rendimento globale del motore agli alti regimi di rotazione.

L'adozione di un piccolo cervello elettronico raccolto su un pannellino a circuiti stampati ha consentito ad una nota casa francese di realizzare un comando automatico delle varie marce di una vettura, in funzione del numero di giri del motore e della velocità del veicolo.

La cosa è molto importante poichè non va dimenticato che il cambio di marcia automatico costituisce l'ambito traguardo funzionale dell'automobile in sostituzione delle vecchie ed ormai superate manovre manuali, a tutto vantaggio dell'efficienza della vettura.

Alla seconda categoria di applicazioni elettroniche all'automobile, appartiene invece un'interessante innovazione elettroacustica che ha polarizzato l'attenzione dei visitatori del Salone torinese.

Si tratta dell'introduzione della musica stereofonica nell'abitacolo dell'automobile, ottenuta però con mezzi nuovi, originali e soprattutto di estrema praticità e semplicità.

E' noto infatti che l'attuale tendenza dell'ascolto musicale di qualità, si sta orientando verso la stereofonia che conferisce maggiore naturalezza e senso di spazio alla musica riprodotta.

Un complesso riproduttore stereofonico si presenta però sempre piuttosto elaborato, per le varie esigenze tecnico-acustiche alle quali deve soddisfare.

Una importante industria americana ha saputo superare con grande ingegnosità e perizia tali esigenze creando un interessante apparato riproduttore musicale stereofonico per automobile integrato da un normale radioricevitore.

Questo nuovo apparecchio, costruito da una nota, importante industria milanese, dischiude nuovi orizzonti all'ascolto musicale in automobile.

Si è passati infatti progressivamente dal puro ascolto radiofonico con radioricevitori in sede fissa o portatili, all'ascolto di dischi con speciali giradischi insensibili alle scosse della vettura in moto, all'ascolto di musica monofonica preregistrata su nastri magnetici a doppia pista (andata e ritorno del nastro su due bobine) in speciali cartucce o caricatori inseribili rapidamente in apparecchi « lettori » magnetici, per giungere all'attuale versione mista di radioricevitore e « lettore » di nastro magnetico, per l'ascolto di musica stereofonica registrata su ben otto piste (quattro programmi stereofonici) di un nastro avvolto su un'unica bobina (uscita dal centro e rientro dall'esterno), contenuto in un cartuccia a caricatore di piccole dimensioni.

Le quattro piste doppie stereofoniche si possono selezionare istantaneamente durante il funzionamento continuo del giranastri. Con la ricezione radio, anch'essa selezionabile istantaneamente, si hanno perciò a disposizione ben 5 programmi d'ascolto diversi.

Una primaria casa discografica provvede alla produzione delle cartucce stereo ad 8 piste riversando in esse il suo vasto repertorio musicale d'ogni genere.

Vi sono cartucce da 40 minuti di durata con contenuto musicale equivalente ad un disco « long playing » (LP) da 30 cm, e da 80 minuti con contenuto musicale equivalente a due LP.

Comunque questo nuovo sistema di ascolto stereofonico ad alta qualità, sta oggi estendendosi anche fra le pareti domestiche sostituendosi a quello classico coi dischi.

Una particolare citazione merita la disposizione degli altoparlanti per l'ascolto stereo nell'abitacolo della vettura.

Essi sono incastrati nella parete interna delle 4 portiere: la coppia sul lato destro viene alimentata dal canale stereo « destro », quella sul lato sinistro dal corrispondente canale stereo « sinistro ».

Con tale disposizione si è raggiunta un'audizione musicale veramente eccezionale e gradevolissima per i passeggeri.

Abbiamo voluto insistere sulla descrizione di questo nuovo sistema di sonorizzazione musicale dell'automobile, perchè esso costituiva quest'anno una autentica novità di grande interesse nel campo degli accessori.

Non mancavano ovviamente i consueti e numerosi « autoradio ». Una nota casa romana ne presentava uno di dimensioni così piccole da potersi inserire nel cruscotto di una « 500 » al posto del portacenere.

Per rimanere nel campo delle applicazioni elettroniche è da ricordare un interessante e semplice complesso a fotocellula che provvede ad accendere automaticamente i fari nell'attraversamento di una galleria o comunque quando venisse a mancare la luce diurna: è costruito da una nota industria milanese produttrice altresì di ottime autoradio.

Per completare questa rassegna citeremo il complesso di radiotelefono automatico costruito da una casa svizzera, che, installato a bordo di una autovettura, consente di chiamare direttamente attraverso la centrale SIP, qualsiasi utente, formandone il numero sul normale combinatore a disco dell'apparecchio telefonico di bordo.

E' un formidabile ausilio per capi di azienda o alti dirigenti commerciali che possono così rimanere in continuo contatto (potendo chiamare e venire chiamati) con la propria organizzazione, anche durante i viaggi di trasferimento in automobile.

Il nuovo apparecchio auto-radio combinato con giranastri a 8 piste (1 programma radio più 4 programmi stereo, tutti commutabili istantaneamente).

Un'installazione dimostrativa del nuovo giranastri, al Salone dell'auto; è visibile la disposizione degli altoparlanti, uno per portiera.

Dino alle prese col giranastri. Il giovane cantante veronese è stato uno dei primi ad adottare sulla sua macchina il giranastri.
« Mi tiene compagnia durante i viaggi lunghi. Lo preferisco al giradischi perchè più fedele; e lo preferisco alla radio perchè mi permette di sentire quello che voglio ». Sta scegliendo infatti una cartuccia della nuova serie « stereo 8 » della RCA.

Giancarlo Ghezzi

Appunti sui circuiti stampati

Preparazione elettrica del circuito — Cablaggio dei componenti — Sostituzione e riparazione dei componenti — Misure.

La moderna tecnica sta imponendo ormai ovunque l'uso dei circuiti stampati, i quali, oltre a ridurre sensibilmente il costo di produzione, hanno apportato il vantaggio di poter cablare complesse apparecchiature in breve spazio, ottenendo, in linea di massima, un funzionamento migliore rispetto al montaggio tradizionale in aria. I componenti sempre più miniaturizzati hanno contribuito ad una ulteriore riduzione dei circuiti stampati, tanto da arrivare a cablare in alcuni centimetri quadrati interi apparati.
I campi in cui i circuiti stampati sono entrati a fare parte sono innumerevoli, tanto per esemplificare: nel campo radiotelefonico e nel campo dell'elettronica, per citare quelli che più sono noti. L'uso dei circuiti stampati ha inoltre semplificato l'assistenza da parte dei costruttori verso gli utenti, in quanto così non è più necessario rimandare in fabbrica l'intera apparecchiatura o costringere il tecnico a perdere ore e portare con sé complessi strumenti per la riparazione; basterà solo asportare il pannello, o la piastrina, del circuito stampato difettoso e sostituirlo con uno identico già preparato in fabbrica che sarà fornita di strumenti più completi e adibiti alla riparazione.

Preparazione elettrica del circuito stampato

Innumerevoli sono le ditte, anche in Italia, che costruiscono per conto di società circuiti stampati e, addirittura, il provetto tecnico ha a disposizione dei preparati che gli consentono di autocostruirsi un circuito stampato che non ha niente da invidiare a quelli prodotti su scala industriale. Non ci dilungheremo ad illustrare come viene ottenuto, ma accenneremo a procedimenti con i quali è possibile migliorarlo. I circuiti stampati ottenuti con un qualsiasi processo possono senz'altro essere subito impiegati, ma vogliamo qui dare un consiglio da attuarsi ancor prima di iniziare il cablaggio.
È cosa nota che il rame costituente il circuito stampato ha uno spessore dell'ordine di qualche decimo di millimetro al massimo, quindi tale foglia è soggetta a rompersi facilmente, cioè ha delle proprietà meccaniche piuttosto scadenti.
Un sistema per aumentare tale spessore e diminuire quindi questo inconveniente consiste nel ricoprire il rame con uno strato di stagno. Il sistema più semplice e più sicuro per l'attuazione si può schematizzare nelle seguenti quattro fasi:
1ª fase – si passa sopra tutto il circuito stampato con una carta smerigliata, al fine di togliere completamente ogni forma di ossidazione e quindi si pulisce il circuito stampato con dell'alcool puro;
2ª fase – si prepara una soluzione molto diluita di alcool con della resina (pece greca) e con un pennello se ne distribuisce un sottilissimo strato su tutta la piastrina contenente il circuito stampato.
3ª fase – utilizzando un saldatore della potenza di 40-60 W circa con la punta fine e piatta (a forma di scalpello) si ricopre via via con dello stagno a bassa fusione il rame costituente il circuito. Lo strato di resina messo in precedenza contribuisce in maniera sorprendente a far scorrere su tutto il circuito lo stagno. Per detta operazione infatti non è sufficiente la resina contenuta all'interno del filo di stagno per cui si dovrebbe spesso aggiungere stagno o pece greca per « bagnare » la saldatura in modo che questa non si venga a bruciare. Ciò comporterebbe degli inconvenienti.
Nel caso si aggiungesse stagno per ravvivare quello esistente si avrebbe, oltre che uno spreco di stagno, un eccessivo calore disperso sopra la basetta. Nel caso invece si volesse « bagnare » lo stagno esistente con nuova resina saremmo costretti a sollevare il saldatore dal circuito per riprendere poi, creando quindi una superficie non uguale per tutti i punti, a meno di non surriscaldare nuovamente un tratto già caldo.
Con il sistema invece proposto basta depositare un po' di stagno sulla punta del saldatore e poi far scorrere la punta dello stesso lungo il circuito in rame: lo stagno si depositerà automaticamente su di esso.
Sola precauzione: non sostare troppo su un punto e non andare troppo lentamente in modo da non provocare il distacco del rame dalla piastra costituita da materiale dielettrico, per eccessivo surriscaldamento del collante che lo tiene vincolato;

4ª fase – lavare perfettamente con alcool puro tutta la piastrina in modo da asportare tutta la resina.
Un vantaggio non indifferente si ottiene inoltre nel senso della conduttibilità del circuito stesso; infatti venendo ad aumentare la sezione del conduttore si ha come conseguenza un abbassamento della resistenza del circuito. Ancora un vantaggio da questa operazione si ottiene quando si inizia il cablaggio vero e proprio perchè essendo già il circuito tutto stagnato si ha oltre che la possibilità di una saldatura veloce anche una migliore distribuzione dello stagno saldante.

2. - Cablaggio dei componenti

Le regole generali per il cablaggio valgono anche per circuiti stampati, ed esse sono: pulizia, disossidazione e preventiva stagnatura dei terminali dei componenti da saldare.
Nel caso del montaggio dei microrelé condensatori elettrolitici, potenziometri, medie frequenze, ecc. è conveniente assicurare prima il contenitore alla piastrina portante il circuito stampato, ad esempio ripiegando le linguette di fissaggio, poi saldarle e successivamente provvedere alla saldatura dei terminali veri e propri, facenti cioè parte del circuito.
I transistori devono essere cablati con particolare cura al fine di non provocare il danneggiamento degli stessi.
Quando il circuito, lo spazio o le esigenze lo consentono è conveniente lasciare piuttosto lunghi i terminali. Infatti al momento della saldatura il terminale si surriscalda notevolmente e trasmette il calore all'interno del transistore causando spesso avarie.
Nel caso i terminali debbano essere tagliati corti conviene saldare in modo velocissimo (1/2 sec.), sempre tenendo presente di non usare saldatori di eccessiva potenza o convenzionali.
Sempre nei due sistemi è buona norma, al momento della saldatura, sostenere con delle mollette a pinza il terminale da saldare (tra transistore e punto in cui si salda) in modo da formare una superficie di assorbimento per il calore non permettendo così allo stesso di distribuirsi fino all'interno del transistore.
Terminato il montaggio è necessario pulire con alcool puro il circuito per asportare ogni traccia di resina in modo da evitare che vi siano conduzioni, anche minime, di corrente tra uno stadio e l'altro. È altresì consigliabile dopo detta operazione ricoprire tutto il circuito montato con delle particolari vernici isolanti in modo da escludere, oltretutto, qualsiasi forma di ossidazione.
Dette vernici sono ormai nell'uso comune in tutti i laboratori e il mercato ne offre di ottime, confezionate generalmente in bombolette spray.

3. - Riparazioni - Sostituzione di componenti

È forse questa una delle operazioni più difficili per la quale occorre una buona dose di esperienza e una pazienza non indifferente.
Se per la riparazione dell'apparato occorre sostituire dei componenti, bisogna sempre tenere presente che il circuito stampato non deve essere surriscaldato eccessivamente, per non provocare il distacco del rame. Ci sono però innumerevoli casi come ad esempio per i potenziometri, contenitori di microrelé, zoccoli di valvola, condensatori elettrolitici ed il problema del distacco dal circuito si presenta alquanto problematico se si deve tenere conto della temperatura massima sopportabile dal collante. Supponiamo ad esempio il distacco di uno zoccolo. È impossibile svincolare contemporaneamente tutti i piedini dal circuito, a meno di non provocare danni irreparabili al circuito stampato. È buona norma, ma a volte purtroppo non riesce, togliere lo stagno piedino per piedino, ad esempio facendo fondere lo stagno e poi scuotendo violentemente il circuito in modo da farlo distaccare per la forza di inerzia dello stesso, facendo però attenzione a non farlo cadere in qualche parte del circuito.
Una volta tolto lo stagno da tutti i terminali si tagliano i piedini al limite massimo consentito dalla piastra stampata e quindi si procede a rifondere lo stagno piedino per piedino, facendo contemporaneamente leva sullo zoccolo, in modo da farlo fuoriuscire dai fori della piastra.
È questo un caso limite, ma che comunque può presentarsi; generalmente si tratta delle sostituzioni di componenti più semplici, ma per i quali vale in generale la regola sopra esposta.
Provvederemo in un secondo tempo a riattivare lo stagno più volte surriscaldato in modo da fargli riprendere le proprietà meccaniche iniziali.
Molto più semplice è senza dubbio la sostituzione dei componenti come resistenze, condensatori o transistor per i quali non occorre una eccessiva cura né molto tempo. Basta cioè attenersi alle regole generali per la protezione del circuito.
Nel caso il circuito stampato sia più volte manomesso in uno stesso punto e qualche particolare faccia temere che la resistenza meccanica di questo, già messa precedentemente a dura prova, sia al limite, conviene tagliare i terminali dalla parte opposta del circuito e su questi saldare quelli del componente nuovo.

4. - Riparazione del circuito stampato

Non è raro che il circuito stampato si rompa; molte volte esistono rotture che danno luogo ad un funzionamento intermittente e quindi ad una difficile localizzazione della rottura stessa.
Facendo pressione nei vari punti del circuito si riesce però generalmente ad indovinare il punto debole. Nel caso sia solo il foglio di rame rotto si può procedere mettendo una goccia di stagno nel punto di rottura, ma è più consigliabile appoggiare sopra la rottura un pezzo di filo conduttore di dimensioni e lunghezza appropriate e quindi saldarlo sul circuito in modo da avere un sicuro funzionamento anche nel tempo. Potrebbe anche verificarsi la rottura della basetta dielettrica per tratti più o meno lunghi; in questo caso prima si dovrà provvedere alla riparazione della medesima attraverso dei particolari collanti o delle aggraffature, cioè mettendo a cavallo della frattura degli spezzoni di filo metallico sufficientemente resistenti e poi saldarli ad anello, o, addirittura, usando entrambi i sistemi.
Per riparare il circuito stampato si procede come precedentemente detto, ma va tenuto inoltre presente che le varie fratture con il tempo tendono ad allungarsi, cioè continuano la loro corsa; è indispensabile, a tal fine, praticare un foro al limite della frattura il quale arresta totalmente il progredire di tale stato a meno di non sottoporre la basetta a notevoli pressioni che in ogni caso, e sempre, sono da evitare anche su un circuito perfettamene efficiente o in stato di montaggio.

5. - Misure

Diamo infine un cenno orientativo sul modo pratico di rilevare misure su di un circuito stampato nel modo più razionale.
È conveniente che i puntali dei vari terminali siano molto acuminati per due motivi fondamentali.
Nel caso in cui il circuito è ricoperto di vernice isolante non occorre togliere la vernice: per effettuare la misura, basta solo effettuare una leggera pressione facendo scorrere di qualche millimetro il puntale sulla saldatura.
Nel caso non sia stato trattato con vernici, lo strato superficiale è sempre ossidato per cui con un puntale non acuminato è necessaria una forte pressione, senz'altro nociva al circuito, mentre con il puntale prima descritto basta procedere come se sopra la saldatura vi fosse della vernice. *A*

In vendita la prima batteria elettrica ad energia atomica

Il primo generatore commerciale di elettricità ad energia nucleare è stato posto in vendita negli Stati Uniti da qualche settimana. L'acquisto della batteria nucleare potrà essere effettuato da cittadini ed organizzazioni private e governative e, previo rilascio di una licenza di esportazione generale, anche da clienti dei Paesi del mondo libero.
L'apparato, costruito dalla MARTIN COMPANY di Baltimora, è simile a quelli realizzati negli ultimi anni per conto della Commissione per l'Energia Atomica degli Stati Uniti ed utilizzati per l'erogazione di corrente elettrica in alcune stazioni meteorologiche automatiche, in boe di segnalazione per la navigazione marittima e nei satelliti artificiali tipo « Transit ».
La batteria è destinata a produrre 25 W di elettricità per cinque anni, senza rifornimento o manutenzione. L'apparecchio trasforma in elettricità, mediante termocoppie, il calore che si sviluppa ininterrottamente per la disintegrazione di un piccolo quantitativo di stronzio-90 radioattivo.
All'atto della presentazione alla stampa, un portavoce della Martin ha sottolineato che il generatore è « del tutto sicuro, persino nelle condizioni più lontanamente concepibili di incidenti » e soddisfa interamente le severe norme stabilite dalla Commissione per l'Energia Atomica.
La batteria pesa una tonnellata e mezza, misura 89 centimetri di lunghezza e 76 di diametro ed è offerta in vendita al prezzo di 63.000 dollari.
Tra le utilizzazioni consigliate per la batteria sono le seguenti: ausili per la navigazione marittima, stazioni meteorologiche automatiche, radiofari per la navigazione aerea, stazioni sismologiche, ripetitori di microonde, stazioni degli oleodotti in località impervie, trivelle petrolifere sulla piattaforma continentale e in tutte le situazioni nelle quali occorre un'erogazione di modesta entità e di lunga durata.
L'esperienza acquisita dalla Martin nella produzione delle batterie risale a parecchi anni fa. Tra l'altro, ha costruito lo « Snap-3 », una batteria elettrica da 2,7 W a plutonio-238 che da cinque anni alimenta di elettricità il satellite artificiale « Transit » piazzato in orbita dal Dipartimento della Difesa, nonché due « Snap-9A » da 25 W che sono stati utilizzati in altrettanti satelliti artificiali messi in orbita dalla Marina statunitense per esperienze sull'assistenza ai naviganti dello spazio. *(n s.)*

J. F. Golding

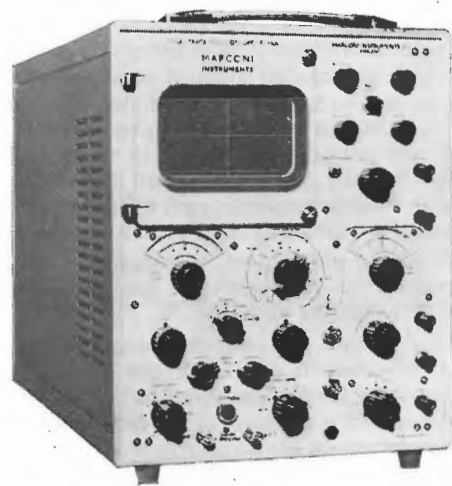
Attuali tendenze nella progettazione di oscilloscopi*

I progressi nella progettazione di qualsiasi strumento di misura sono strettamente connessi agli sviluppi dei suoi campi di applicazione che, nel caso dell'oscillografo, si vanno continuamente ampliando. Questo articolo tratta a grandi linee dei fattori che hanno determinato fino ad oggi gli sviluppi nella progettazione, con un accenno sulle tendenze di sviluppo delle applicazioni e della progettazione nel prossimo futuro.

NON è difficile comprendere che vi siano in uso più oscillografi di qualsiasi altro strumento elettronico di misura. È un fatto che non deve sorprendere. Infatti sembra che la mente umana accetti il concetto di lunghezza più facilmente di qualsiasi altro parametro fisico; uno strumento che fornisce una rappresentazione grafica, nella quale il tempo e l'ampiezza elettrica assumono dimensioni lineari, si afferma facilmente.
Vedere per credere; l'oscillografo, per la sua facoltà di presentare le informazioni in un modo che praticamente non richiede interpretazione, è preferito spesso ad uno strumento atto a fornire una indicazione più precisa su una scala graduata. Probabilmente questo motivo psicologico influisce in modo notevole sulla vendita di oscillografi, particolarmente per quanto riguarda gli strumenti meno costosi.
Dato che questi superano quantitativamente i tipi più perfezionati, è logico che cominciamo prendendo in esame quella classe di oscillografi venduti per meno di 350.000 Lire (prezzo di fabbrica).

1. - L'EVOLUZIONE DELLA LARGHEZZA DI BANDA

Per tutti gli strumenti di misura vi sono due fattori principali che governano la tendenza generale verso il progresso. Essi sono (1) le severe esigenze imposte dallo sviluppo della tecnologia elettronica e (2) l'applicazione di conoscenze avanzate per produrre strumenti di misura che soddisfino le richieste.
Gli strumenti perfezionati facilitano ulteriori progressi nell'impiego, così il processo a spirale continua.
Nel caso degli oscillografi, possiamo osservare un particolare profilo di questa evoluzione. Il tecnico che li impiega progetta apparati che presentano esigenze superiori alle possibilità degli oscillografi esistenti; così il costruttore d'avanguardia risponde a tali esigenze sviluppando strumenti adatti. Naturalmente all'inizio il prezzo è alto e la domanda si mantiene bassa. Quando la nuova tecnica d'impiego diviene di uso più generale, anche la tecnica di costruzione degli oscillografi si adegua; la domanda aumenta e gli strumenti divengono disponibili a prezzi inferiori.
A questo punto però, l'evoluzione della tecnica ha compiuto un passo avanti e la sequenza si ripete.
Oggi giorno, ad esempio, consideriamo gli oscillografi con larghezza di banda di 15 MHz dell'amplificatore *Y* come strumenti comuni. Essi possono essere acquistati da diversi fornitori per meno di 350.000 Lire l'uno. Non sono trascorsi però molti anni da quando un oscillografo da 15 MHz era considerato realmente come uno strumento ad alta velocità che aveva un prezzo di mercato dalle 500.000 alle 700.000 Lire. Tale prezzo equivale oggi a qualcosa come 900.000 Lire, cosicchè il rapporto effettivo di prezzo è dell'ordine di 2,5 ad 1.
Naturalmente vi sono diversi fattori che hanno consentito ai costruttori di raggiungere il responso di 15 MHz così a buon mercato. Generalmente un aumento nel numero degli strumenti prodotti è accompagnato dall'applicazione di metodi di costruzione più efficienti. Questo è effettivamente uno dei fattori, ma è favorito ulteriormente dalla pronta disponibilità di componenti adatti, non ultimi i transistori. Un fatto che spesso passa inosservato è una lieve degradazione delle caratteristiche che interviene nel processo di evoluzione. In parte ciò è dovuto al fatto che le applicazioni più comuni dello strumento cambiano. Gli oscillografi da 15 MHz, che si erano affermati otto o nove anni fa, erano realizzati principalmente per misure di impulsi

(*) Per cortesia della MARCONI INSTRUMENTS LTD.

Un esempio di oscillografo da 15 MHz di qualità (Marconi TF 1331A) che ha retto la prova del tempo. Si noti la possibilità di misura con spostamenti tarati.

che erano troppo rapidi per gli strumenti da 6 MHz disponibili a quel tempo. Essi erano stati studiati di conseguenza per soddisfare tale necessità. Oltre agli amplificatori *Y* a banda più larga, vi erano altre caratteristiche che favorivano l'impiego dell'oscillografo per misure d'impulsi. Una linea a ritardo nel circuito di deflessione verticale consentiva l'osservazione di un transitorio; l'alta tensione di 10 kV ed oltre conferiva sufficiente luminosità per compensare la elevata velocità di spazzolamento, con basse frequenze di ripetizione il tubo a raggi catodici da 5 pollici assicurava un buon apprezzamento nella misura. Naturalmente tali oscillografi da 15 MHz sono ancora disponibili, ma il loro costo è intorno alle 700.000 Lire.

Le versioni a prezzo inferiore sono molto utili per l'osservazione e la misura di forme d'onda quasi sinusoidali fino a frequenze alte, ma non sono assolutamente adatte nel caso di transitori ripidi a frequenze di ripetizione basse. Raramente questi oscillografi comprendono circuiti di ritardo del segnale; i bassi valori di a.t. (che aumentano la sensibilità del tubo a raggi catodici e di conseguenza riducono il fattore guadagno-larghezza di banda dell'amplificatore *Y*) forniscono una luminosità insufficiente per le elevate velocità di spazzolamento; nella maggior parte dei casi sono muniti di tubo a raggi catodici da 3 pollici.

Abbiamo visto che questo processo di evoluzione ha avuto luogo per gli oscillografi con larghezza di banda di 6 MHz e quindi per quelli da 10 MHz; col sopraggiungere degli oscillografi da 15 MHz, è divenuto abituale classificare gli strumenti solo in termini di larghezza di banda Y. Questa moda persiste, anche se ci si rende conto che la semplice enunciazione della larghezza di banda non implica necessariamente l'inclusione di tutte le caratteristiche complementari.

Possiamo quindi facilmente pronosticare che, tra pochi anni, vedremo sul mercato oscillografi da 30 MHz ad un prezzo inferiore alla metà di quello che i costruttori impongono oggi. Possiamo pronosticare anche con pari sicurezza che alcune delle prestazioni degli attuali oscillografi da 30 MHz mancheranno in tali strumenti.

2. - PROGETTAZIONI AVANZATE

Senza dubbio l'oscillografo a larga banda è utilissimo anche per scopi diversi da quello dell'osservazione di impulsi ad alta velocità. Ad esempio, è indubbiamente vantaggioso esaminare direttamente un inviluppo di modulazione, senza dover ricorrere al sistema eterodina. Rimane comunque il fatto che gli strumenti a larga banda realmente di avanguardia sono realizzati principalmente con l'obiettivo di esaminare fenomeni transitori molto brevi; ciò in quanto tale esigenza non può essere soddisfatta con qualsiasi altro mezzo. La realizzazione di un amplificatore video con larghezza di banda sufficiente ad accogliere impulsi con tempi di salita di pochi nanosecondi richiede un notevole investimento per la progettazione e le prove. Naturalmente ciò si riflette sul prezzo di vendita dell'oscillografo; è poco probabile che un cliente paghi questo prezzo se può risolvere più economicamente i suoi problemi di misura con metodi meno diretti.

In certe branche dell'industria elettronica, possiamo constatare che le esigenze del tecnico che usa l'oscillografo hanno superato l'abilità del costruttore nel prevedere un responso ad alta velocità dell'amplificatore *Y*, con un margine adeguato. Ad esempio, il funzionamento di certi calcolatori richiede treni di impulsi nei quali la durata dei singoli impulsi è di decimi di nanosecondo ed il tempo di salita è dell'ordine del nanosecondo.

Lo strumento ideale per esaminare tali forme d'onda sarebbe indubbiamente un oscillografo a visione diretta con un amplificatore *Y* avente una larghezza di banda di almeno 100 MHz. Attualmente questo non è facilmente disponibile ed il problema è risolto parzialmente usando un oscillografo campionatore che intensifica una forma d'onda continua in modo da ottenere sullo schermo il suo profilo a linea punteggiata. A parte il fatto che le forme d'onda da esaminare non sono sempre continue, l'oscillografo campionatore presenta spesso degli inconvenienti, specialmente quando la frequenza di intensificazione è in relazione armonica con la frequenza di ripetizione.

In alternativa, un metodo per ottenere bande molto ampie consiste nell'impiego dell'oscillografo con tubo ad onda progressiva. Questo, però, presenta i suoi svantaggi; i due di maggior rilievo sono il costo elevato e la superficie di osservazione molto piccola. Ciò nonostante, è probabile che il sistema ad onda progressiva venga ulteriormente perfezionato per superare tali svantaggi. La velocità potenziale di questo tipo di oscillografo è veramente fenomenale, con velocità di spazzolamento effettive che si avvicinano a quelle della luce. Le applicazioni di tali strumenti sono strettamente limitate ed ai fini di questo articolo possono essere praticamente ignorate.

Dal punto di vista generale delle tendenze di progettazione per soddisfare le richieste di bande sempre più ampie, gli sforzi sono decisamente concentrati verso uno strumento di disposizione circuitale convenzionale, con adeguata larghezza di banda dello amplificatore *Y*, velocità di spazzolamento della base dei tempi compatibile e caratteristiche generali tali da consentire l'osservazione di transitori rapidi.

Però, un oscillografo a banda estremamente ampia non è in alcun modo uno strumento di interesse generale nell'industria. Sebbene sul mercato vi siano diversi oscillografi con amplificatore *Y* avente una larghezza di banda superiore a 50 MHz, il numero dei possessori che li applicano effettivamente oltre i 30 MHz è alquanto limitato. In realtà, molti degli acquirenti che insistono per una larghezza di banda di 30 MHz, sarebbero adeguatamente serviti da un oscillografo da 15 MHz, a condizione che questo presenti pari prestazione sotto gli altri punti di vista.

Però, la moda ha il suo corso ed il pubblico dei tecnici richiede bande più ampie. Ciò non è del tutto illogico poichè si può obiettare che uno strumento con tutte le prestazioni di un oscillografo da 30 MHz non sarebbe sensibilmente più economico se il suo amplificatore *Y* avesse la banda dimezzata; vi è sempre la possibilità di qualche esigenza futura per un responso a velocità superiori. Ferma restando la validità di questa argomentazione, è dubbio che vi sia una proporzione equivalente di richieste per un sensibile aumento oltre i 30 MHz nell'immediato futuro. Probabilmente il prezzo dell'oscillografo da 50 MHz si manterrà sensibilmente più alto ancora per un certo tempo ed è difficile che un cliente sarà disposto a pagare di più se non è necessaria tale prestazione. Probabilmente preferirà pagare per altre prestazioni per le quali ha una effettiva necessità.

3. - PRESTAZIONI DELLO SPAZZOLAMENTO

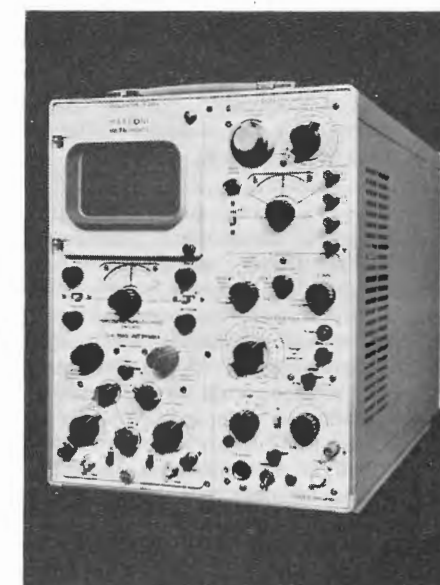
Dopo aver esaminato le prestazioni dell'amplificatore *Y*, dobbiamo rivolgere la nostra attenzione al sistema di deflessione orizzontale. Qui i fattori che hanno determinato il progresso sono leggermente diversi. Mentre sono state le esigenze di misura degli impulsi che hanno condizionato la larghezza di banda *Y*, ciò non è altrettanto vero per i recenti progressi nella progettazione dei sistemi di generazione della base dei tempi.

Coloro che ricordano quando gli oscillografi avevano una semplice base dei tempi a dente di sega hanno ormai i capelli grigi. Non vogliamo che questo articolo sia una lezione di storia, però è bene ricordare che sono state principalmente le misure di tempo per impulsi radar che hanno condotto all'introduzione dei moderni sistemi di base dei tempi con i quali la velocità di spazzolamento è indipendente dalla frequenza di ripetizione.

Per quanto riguarda l'aspetto delle prestazioni della base dei tempi, sono le applicazioni con onde quasi-sinusoidali che attualmente impongono le esigenze più severe e indirizzano la progettazione. L'aspetto a cui ci riferiamo è la sincronizzazione e la possibilità di trigger alle alte frequenze.

Il transitorio ripido di una forma di onda impulsiva è un segnale ideale, molto adatto come trigger, per innescare circuiti di commutazione piuttosto rudimentali. Oltre a ciò, anche se il contenuto di armoniche dell'impulso è molto elevato, la frequenza di ripetizione può essere bassa in confronto alla larghezza di banda, cosicchè i circuiti trigger hanno tempo più che sufficiente per stabilizzarsi tra i successivi spazzolamenti.

La possibilità di trigger di una frequenza sinusoidale elevata è un problema ben più difficile. Oltre alla pendenza del transitorio, è essenziale che il

Il Marconi TF 2200A con il suo preamplificatore a doppia traccia innestabile. Questo strumento ha prestazioni complete, come base dei tempi a spazzolamento ritardato e un separatore di sincronismo di quadro per misure televisive. Con il suo preamplificatore a traccia singola ha una larghezza di banda Y di 40 MHz.

Un oscillografo da 30 MHz molto recente (Marconi TF 2201). Questo strumento dispone di unità ad innesto per deflessione X e Y; nella realizzazione è stata posta particolare cura ai fini della sicurezza e della facilità di manutenzione. Insieme sono visibili il preamplificatore Y a doppia traccia e l'unità singola di base dei tempi.

livello di trigger sia abbastanza costante se si vuole evitare il tremolio dell'immagine; il tempo di ripristino del circuito trigger è uguale a quello di spazzolamento. Pochissimi oscillografi possono funzionare nel vero modo triggerato a frequenze di spazzolamento prossime al limite di banda dell'amplificatore *Y*; il sistema generalmente adottato è quello di rendere instabile il circuito trigger per l'impiego con frequenze elevate, usando come segnale di sincronizzazione la stessa forma d'onda da osservare.

Per gli oscillografi di impiego generale è divenuta una esigenza normale che la base dei tempi possa essere agganciata ad un segnale di ingresso sinusoidale su tutta la larghezza di banda dell'amplificatore *Y*; una recente indagine compiuta dalla Marconi Instruments Limited, ha rivelato che la maggioranza degli oscillografi in commercio lasciano piuttosto a desiderare per quanto riguarda questo particolare delle prestazioni generali. Per ottenere una sincronizzazione stabile alle frequenze più elevate, si richiede spesso all'operatore una notevole abilità in quanto molti oscillografi tendono a sganciarsi dal sincronismo. Con l'attuale diversificazione delle applicazioni degli oscillografi, la facilità di impiego diviene sempre più importante con particolare riguardo per i controlli di trigger. Con l'impiego dei transistori, che come interruttori sono intrinsecamente migliori delle valvole, possiamo quindi attenderci notevoli miglioramenti per questa prestazione.

4. - RITARDO DELLO SPAZZOLAMENTO

La possibilità di disporre del ritardo variabile dello spazzolamento è considerata da alcuni come una caratteristica essenziale per un oscillografo di alta qualità. A questo riguardo, il ritardo dello spazzolamento ha assunto un significato analogo a quello della banda larga; vi è una minoranza di acquirenti d'oscillografi che chiedono questa prestazione anche se raramente ne faranno un buon uso.

Lo spazzolamento ritardato è utile per esaminare una piccola porzione di una forma d'onda complessa, quando la parte da esaminare è sensibilmente ritardata rispetto al segnale trigger. Lo esempio più comune ricorre nelle misure televisive ove è necessario mettere in evidenza una riga di un quadro completo. Per questa ragione gli oscillografi con sistemi di spazzolamento ritardato completi sono spesso muniti anche di efficienti separatori di sincronismo che possono essere inseriti nel circuito di base dei tempi in modo da selezionare solo gli impulsi di sincronismo di quadro, sopprimendo il sincronismo di riga.

Quando si utilizza in tal modo un oscillografo, è evidentemente vantaggioso, se è possibile, vedere prima la forma d'onda completa e, successivamente, intensificare la parte da esaminare in dettaglio mediante lo spazzolamento ritardato. Gli oscillografi più perfezionati consentono questa prestazione usando un generatore di base dei tempi separato per produrre il ritardo. Nella condizione di spazzolamento ritardato, il segnale trigger di ingresso avvia la base dei tempi per il ritardo, e, quando questa raggiunge una tensione prefissata (regolata mediante il controllo di spazzolamento ritardato) innesca un secondo circuito trigger che avvia la base dei tempi principale.

Per selezionare la porzione di forma d'onda da esaminare, l'oscillografo viene commutato nella condizione in cui è la base dei tempi del ritardo che produce lo spazzolamento; però l'impulso di intensificazione dalla base dei tempi principali risulta sovrapposto a quello della base dei tempi del ritardo per produrre un tratto luminoso sulla traccia. Naturalmente, questo tratto luminoso copre la parte di forma d'onda che verrà presentata quando l'oscillografo verrà commutato nella condizione di spazzolamento ritardato.

Uno dei problemi connessi con lo spazzolamento ritardato è quello dello sfarfallamento. Nonostante che il secondo circuito trigger si inneschi in ciascuna escursione della base dei tempi del ritardo esattamente allo stesso valore di tensione, sull'immagine ritardata sarà evidente un certo tremolio o evanescenza. Anche se, sotto questo aspetto, le prestazioni dell'oscillografo sono perfette, un certo sfarfallamento può avvenire a causa delle irregolarità nella forma d'onda in esame.

In un oscillografo Marconi questo problema è stato superato mediante la possibilità di commutazione su quello che è denominato «funzionamento a porta» dello spazzolamento ritardato. Ciò è particolarmente utile quando la porzione di forma d'onda da esaminare è immediatamente preceduta da un opportuno transitorio di trigger, come l'impulso di sincronismo di riga di una forma d'onda televisiva.

Nel «funzionamento a porta», la base dei tempi di ritardo non innesca direttamente il secondo circuito trigger ma agisce su un circuito a porta che accoglie il transitorio della forma d'onda in esame. La base dei tempi principali viene effettivamente innescata da questo transitorio, cosicchè viene completamente eliminato lo sfarfallamento dovuto allo spazzolamento ritardato. Naturalmente, con questo modo di funzionamento, lo spazzolamento a ritardo non è variabile con continuità ma scatta da un transitorio al successivo come si agisce sul controllo di ritardo. È comunque molto utile per misure televisive, dato che consente di esaminare riga per riga un quadro completo.

Un oscillografo economico e moderno da 15 MHz (Marconi TF 2203). Nella sua gamma di prezzo, questo strumento rappresenta un progetto di avanguardia. Le caratteristiche di rilievo sono dimensioni e peso limitati, grazie all'impiego dei transistori, e le eccellenti prestazioni del trigger per tutta la larghezza di banda Y.

In alcuni oscillografi è disponibile una forma molto più semplice di spazzolamento ritardato. Questi oscillografi hanno una sola base dei tempi ed il segnale trigger è ritardato mediante un multivibratore monostabile il cui periodo è variabile con continuità tramite il controllo di ritardo. L'utilità limitata di tale sistema (in confronto alla disposizione con due basi dei tempi) è troppo ovvia per richiedere ulteriori commenti; è probabile che questo tipo più semplice sarà quello che verrà usato ancora per alcuni anni negli oscillografi di prezzo più basso.

5. - SISTEMA DI MISURA

Ricordando i primi paragrafi di questo articolo, il modo più ovvio per misurare l'ampiezza ed il tempo con un oscillografo è quello di usare un reticolo tarato linearmente sullo schermo di osservazione. Questo è in effetti il metodo più comune e, da molti, è considerato anche il più conveniente. Ma i suoi svantaggi sono ben noti. La precisione dipende dalla linearità e dalla sensibilità dei sistemi di deflessione *X* ed *Y* nonchè dalla struttura interna dello stesso tubo a raggi catodici; l'apprezzamento è limitato dalle dimensioni dell'area di osservazione. Una precisione di misura di circa il 5% della massima escursione sullo schermo è quanto di meglio si può ottenere con questo metodo.

Il sistema di scorrimento, sperimentato inizialmente dal Blumlein, elimina di massima gli errori causati dalla non linearità dell'amplificatore e del tubo a raggi catodici. Il funzionamento si basa sull'applicazione di tensioni c.c. accuratamente calibrate e sovrapposte alle tensioni di ingresso degli amplificatori *X* ed *Y*. Dato che il sistema non dipende dal guadagno dell'amplificatore, la forma d'onda presentata può essere espansa in modo che solo una porzione della stessa compaia sullo schermo per ogni posizione di regolazione del controllo di spostamento tarato, così da migliorare l'apprezzamento della misura. Con questo metodo si può ottenere una precisione di circa l'1%, però gli oscillografi commerciali vengono normalmente offerti con precisioni del 2% o 3%.

In passato, il sistema a scorrimento ha avuto scarsa popolarità fuori dal Regno Unito probabilmente per una tendenza a considerare la precisione di misura come una caratteristica secondaria dell'oscillografo. Vi è però una crescente necessità di precisione nelle misure e più di un fabbricante americano ha riconosciuto il vantaggio del metodo a scorrimento, offrendo unità esterne con spostamento *Y* tarato da usare con i propri oscillografi.

Per le misure di tempo, la fonte preponderante di errore è la non linearità della stessa forma d'onda di base dei tempi, specialmente con velocità di spazzolamento elevate. Gli unici metodi di misura che siano completamente indipendenti da errori di tale origine sono quelli che comportano l'impiego di marche di tempo ricavate direttamente o indirettamente da un circuito oscillatore. In passato sono apparsi diversi oscillografi comprendenti generatori di marche; come principio, le tecniche di sincronizzazione dell'oscillatore di marca con lo spazzolamento della base dei tempi sono ben note. L'unica limitazione è sempre stata la difficoltà di realizzare un oscillatore bloccato che funzioni a frequenze sufficientemente elevate.

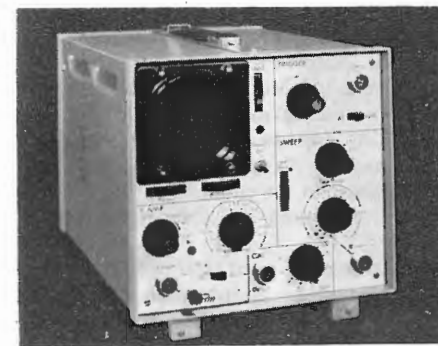
Comunque, queste difficoltà possono essere evitate usando metodi indiretti basati sull'impiego di tecniche digitali; è probabile che nei prossimi anni vedremo cambiare l'atteggiamento degli acquirenti per effetto di notevoli progressi costruttivi per quanto riguarda la necessaria precisione di misura degli oscillografi.

6. - UNITA' AD INNESTO

Non vi è più alcuna discussione circa la tendenza o meno verso l'impiego di unità ad innesto. Ciò è stato definitivamente risolto a favore e, nella gamma degli strumenti più costosi, a qualunque prezzo. Però, è discutibile fino a quanto si possa scendere come gamma di prezzo affinchè questa soluzione rimanga economica; per questo particolare aspetto l'economicità è l'unico criterio valido.

Il principale vantaggio dell'oscillografo ad unità innestabili è che le sue caratteristiche possono essere variate drasticamente mediante la semplice sostituzione di un'unità con un'altra. Possiamo dedurre che tale disposizione aumenta automaticamente la versatilità e significa che un solo oscillografo con un certo numero di unità ad innesto può sostituire un egual numero di oscillografi più particolareggiati del tipo senza unità intercambiabili.

Ciò è vero per gli strumenti più costosi, ma i motivi a favore delle unità ad innesto diventano meno validi se applicati agli strumenti di prezzo inferiore. È indiscutibilmente più dispendioso ottenere una certa prestazione con unità ad innesto piuttosto che con complessi fissi. A parte la maggior complicazione meccanica, il sistema a innesto comporta inevitabilmente alcune tarature supplementari e tempi di prova, cosicchè quando lo strumento è «progettato per un prezzo» avviene facilmente che funzioni più versatili (ad esempio, doppia traccia) possono essere ottenute in un montaggio fisso con prestazioni uguali a quelle del sistema meno versatile (ad esempio, traccia singola) che utilizza unità ad innesto.

A.

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

per. ind. Renato Magnani

Dati tecnici e criteri di impiego del Q-metro UNA QM 10/C

Fig. 1 - Foto dello strumento.

1. - GENERALITA'

Uno degli strumenti di maggiore importanza per tutte le industrie ed i laboratori ove si effettui la produzione o la ricerca su circuiti risonanti è senz'altro il *Q* metro.

Con questo strumento è infatti possibile conoscere tutti i parametri fondamentali d'un circuito risonante ed in particolare della bobina d'accordo.

Come è infatti noto, nella generalità dei casi, i problemi di progetto d'un circuito risonante si riducono al calcolo della sola induttanza da accoppiare al condensatore d'accordo, di capacità prefissata e praticamente privo di perdite.

Per queste ragioni ci è parso interessante descrivere un modello prodotto dalla UNA, di caratteristiche di tipo professionale e di prezzo limitato.

Il *Q* metro QM10/C permette la misura del coefficiente di merito di induttanze e capacità nel campo di frequenza compresa fra i 50 kHz ed i 50 MHz; esso può essere inoltre impiegato per la misura dell'angolo di perdita di materiali isolanti e per varie altre misure in alta frequenza.

2. - DATI TECNICI

— Gamma di frequenza: 50 kHz ÷ 50 MHz in otto portate con comando a demoltiplica direttamente tarato in frequenza.

— Precisione di frequenza: ± 1%.

— Campo di misura del *Q*: da 30 a 500 in due portate di 250 e 500 fondo scala.

— Precisione di misura del *Q*: ± 10% per frequenze inferiori a 25 MHz.

— Campo di misura dell'induttanza: da 0,1 µH a 100 mH.

— Condensatore d'accordo: a variazione logaritmica di capacità 50 ÷ 500 pF e precisione ± 1%, ± 1 pF.

— Induttanza residua: 0,05 µH.

— Compensatore a variazione lineare: ± 5 pF.

— Circuito di misura: con accoppiamento a resistenza da 0,03 Ω antinduttiva. La tensione RF applicata a questa resistenza viene misurata da un voltmetro a diodo.

— Voltmetro indicatore: comandato da un triodo funzionante come rivelatore per caratteristica di placca.

— Tubi usati: 6Q7GT, EL34, 85A2, 1910, E182CC, EF80.

— Alimentazione: in c.a. 120, 160, 220 V; 50 ÷ 60 Hz.

— Dimensioni: 300 × 370 × 630 mm.

— Peso: 20 kg.

3. - DESCRIZIONE DELLO SCHEMA ELETTRICO

Il generatore di radiofrequenza impiega un doppio triodo di potenza E182CC con ambedue le sezioni triodiche in parallelo; il circuito è del tipo autoscillante con reazione induttiva ed è di tipo convenzionale. L'elevato fattore di merito delle bobine dell'oscillatore, accoppiato ad un opportuno grado di reazione, assicura una buona forma d'onda d'uscita con limitato contenuto di armoniche.

L'intera gamma di funzionamento viene coperta in otto portate ottenute mediante commutazione di altrettanti gruppi di bobine. La variazione della frequenza di funzionamento, nell'ambito della portata prescelta, viene effettuata per mezzo del condensatore variabile CV1.

Le resistenze di contatto del commutatore sono state mantenute basse mediante l'impiego di molle di bronzo fosforoso argentato; questo è particolarmente importante sul circuito di prelievo della radiofrequenza che è di impedenza molto bassa e percorso da correnti elevate.

L'alimentazione, sia di placca che di

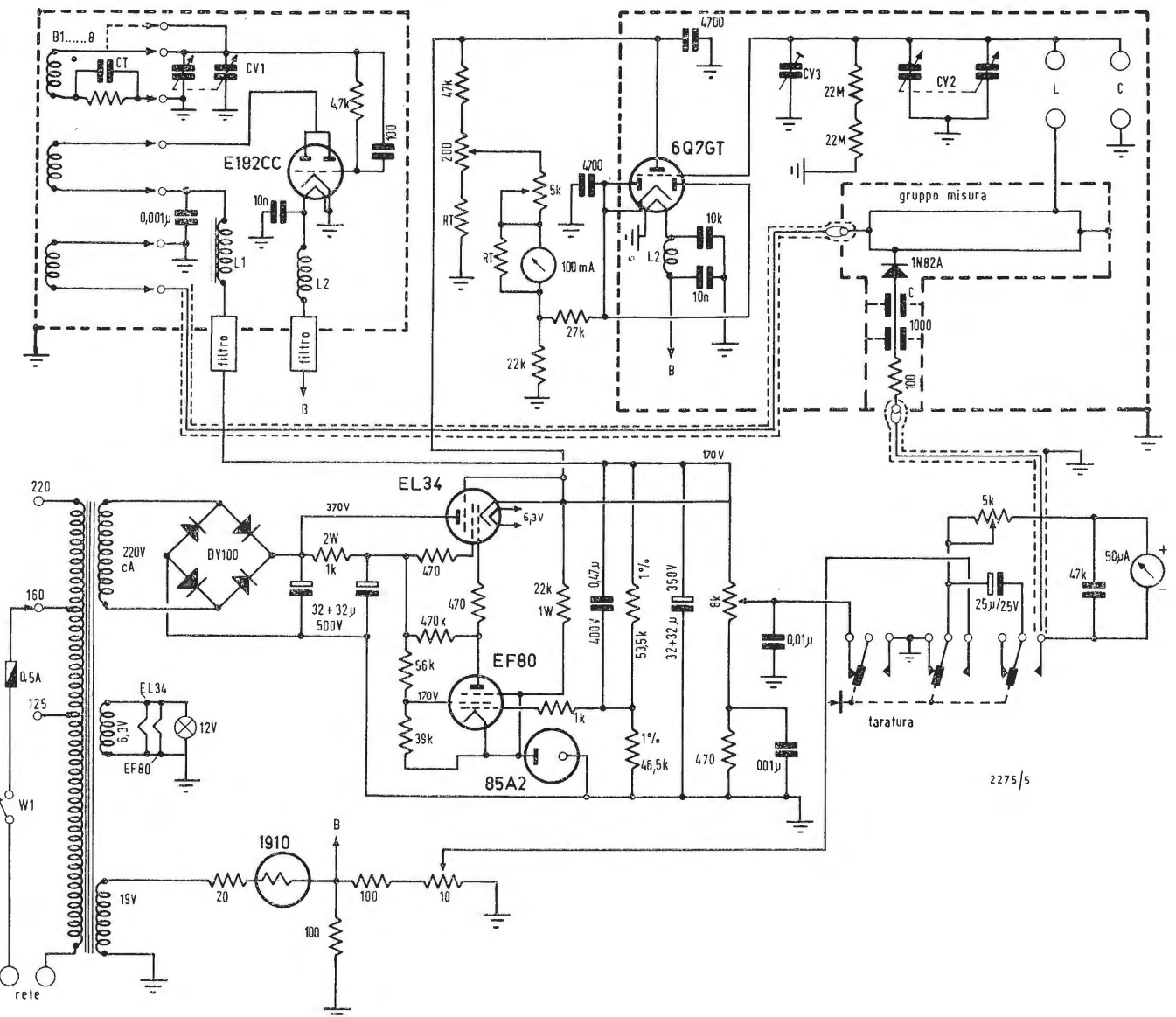



Fig. 2 - Schema elettrico.

filamento, è stabilizzata ed applicata attraverso filtri per RF. La tensione RF prelevata viene quindi applicata all'elemento accoppiatore d'uscita; questo, che è del tipo ohmico, è costituito da una piattina di costantana del valore di 0,03 Ω montata in modo da presentare una induttanza trascurabile su tutta la gamma di funzionamento.

Su questo elemento sono ricavate due derivazioni di cui una, tramite un diodo per alta frequenza 1N82A ed un filtro di livellamento, viene applicata allo strumento indicatore del livello di funzionamento e l'altra, che costituisce l'accoppiatore vero e proprio, connessa alle boccole di prova *L*.

A queste boccole viene connessa la bobina in prova in modo da costituire, con il condensatore variabile interno CV2 da 50 ÷ 500 pF, un circuito risonante parallelo ai cui capi, come è noto, s'avrà, alla frequenza di risonanza, una sovratensione proporzionale al *Q* del circuito e quindi, essendo il condensatore praticamente privo di perdite, al *Q* della bobina in prova.

Questa sovratensione viene rilevata per mezzo d'un voltmetro elettronico attuato con un tubo 6QGT funzionante come rivelatore per caratteristica di placca (praticamente in classe B).

Lo strumento indicatore, tarato direttamente in *Q*, viene inserito al centro del ponte di Wheatstone di cui il tubo costituisce il lato variabile.

Anche l'alimentazione di questo tubo è completamente stabilizzata; i due condensatori da 4.700 pF inseriti sui circuiti di catodo e di placca servono,

Fig. 5 - Diagramma dell'impedenza d'una bobina inserita su di un circuito risonante, alle varie frequenze, per la misura della frequenza propria di risonanza.

rispettivamente, come « by-pass » e filtro per la RF rivelata.

L'alimentatore è provvisto, sull'alta tensione c.c., d'un circuito di stabilizzazione della tensione di tipo serie di cui il tubo EL34 costituisce il regolatore vero e proprio, comandato direttamente dal tubo pilota EF80; il diodo a gas 85A2 costituisce la sorgente di tensione di riferimento con cui viene confrontata la tensione d'uscita. L'alimentazione di filamento del tubo oscillatore e del rivelatore viene stabilizzata per mezzo dell'introduzione, in serie, d'un tubo-resistenza a ferroidrogeno 1910 per mezzo del quale ogni variazione di tensione viene annullata dalla contrastante variazione della resistenza del tubo 1910.

La regolazione dell'intensità d'oscillazione del generatore RF è ottenuta per mezzo della variazione della tensione anodica, tramite un potenziometro da 8 kΩ. Mediante pressione del tasto « taratura » viene tolta la tensione anodica allo stadio oscillatore mentre viene applicata, allo strumento indicatore di livello, una tensione pretarata; mediante regolazione del potenziometro « taratura » da 5 kΩ si porta quindi l'indice dello strumento sulla tacca « Tar ».

Lo strumento, sul lato alimentazione di rete, è protetto da un fusibile da 0,5 A.

4. - PRESENTAZIONE E COMANDI

L'apparecchio è montato in una custodia in lamiera verniciata sul cui pannello frontale sono montati gli strumenti di controllo ed i comandi; sono inoltre previste due maniglie per il facile spostamento dello strumento.

I comandi sono:

— *regolatore della frequenza dell'oscillatore*: costituito da un comando, con demoltiplica e quadrante tarato in frequenza, accoppiato al condensatore variabile dell'oscillatore;

— *commutatore di gamma*: con esso vengono scelti gli otto gruppi di bobine dell'oscillatore inserendoli, di volta in volta, nel circuito del tubo E182CC.

Regolazione dell'oscillatore: viene attuata per mezzo d'un potenziometro che permette di variare la tensione di alimentazione dello stadio oscillatore e di conseguenza l'intensità dell'oscillazione.

Azzeramento del voltmetro: si tratta di una resistenza variabile che permette la regolazione d'un ramo del ponte di compensazione dello strumento indicatore di Q.

Condensatore d'accordo: si tratta d'un variabile in aria posto in parallelo alle boccole di prova L. Esso è meccanicamente collegato ad un indice d'un quadrante su cui sono incise due scale, di cui una per la misura della capacità e l'altra per la misura dell'induttanza.

Compensatore d'accordo: si tratta d'un piccolo verniero a variazione lineare che permette di eseguire la regolazione fine dell'accordo. Esso è provvisto d'un quadrante tarato in pF.

Taratura: costituito da un potenziometro e da un pulsante per il controllo della taratura dello strumento indicatore della tensione RF.

Morsetti L: per l'inserzione dell'induttanza in prova.

Morsetti C: per l'inserzione d'un condensatore supplementare nel caso la capacità interna non sia sufficiente a raggiungere l'accordo, oppure nel caso di misure di capacità o di Q su condensatori.

Interruttore di rete: provvisto di lampada spia.

Sul retro dello strumento è disponibile il cambia tensioni e la presa di rete.

5. - APPLICAZIONI PRATICHE

Per la misura del Q di una bobina o dalla capacità d'accordo si procede nel seguente modo: si inserisce la bobina in prova nei morsetti L e, dopo aver portato al minimo l'intensità d'oscillazione, si regola la frequenza di funzionamento desiderata. Si preme il pulsante TARATURA e, mediante il potenziometro omonimo, si porta l'indice dello strumento indicatore di livello in corrispondenza del segno rosso TAR. Sempre con pulsante premuto si provvede quindi all'azzeramento dell'indicatore di Q. Si aumenta quindi l'intensità dell'oscillazione fino a portare l'indice dello strumento indicatore di livello in corrispondenza del segno « X1 », se si vuole usare la scala da 0 a 250, oppure « X2 », per la scala di misura del Q da 0 a 500.

Si ruota infine il condensatore d'accordo fino ad ottenere il massimo d'indicazione dello strumento indicatore del Q.

L'indicazione così raggiunta indica direttamente il valore del Q mentre il valore della capacità d'accordo è indicato sul quadrante del condensatore.

Per la misura dell'induttanza d'una bobina si porta l'oscillatore a funzionare in una delle sei frequenze segnate in rosso sul quadrante e precisamente: 71 kHz per misure d'induttanza da 10 a 100 mH, 250 kHz per induttanze da 1 a 10 mH, 790 kHz per induttanze da 0,1 a 1 mH, 2,5 MHz per induttanze da 10 a 100 μH, 7,9 MHz per induttanze da 1 a 10 μH e 25 MHz per induttanze da 0,1 a 1 μH.

Le manovre da effettuare sono identiche a quelle precedentemente descritte per la misura del Q e l'induttanza viene tratta direttamente sul quadrante omonimo. Per la misura di capacità e del fattore di merito di condensatori si inserisce ai morsetti L una bobina di Q abbastanza elevato, si eseguono le manovre precedentemente descritte avendo cura di scegliere una frequenza per cui resti inserito quasi completamente il condensatore variabile; si legge il Q trovato e si inserisce poi, sui morsetti C, il condensatore in prova. Si ristabilisce l'accordo diminuendo la capacità del condensatore variabile e la differenza fra la capacità precedente ed il nuovo valore trovato darà quindi la capacità del condensatore in prova. Se il condensatore in prova presenta una perdita si noterà una riduzione del valore di Q precedentemente indicato ed il fattore di merito del condensatore sarà:

$$Q_c = \frac{Q_1 \times Q_2}{Q_1 - Q_2}$$

(ove Q_1 è il valore precedentemente trovato e Q_2 il valore finale).

L'equazione di cui sopra è la normale risolutiva d'un sistema di due impedenze in parallelo di cui si conosca il valore totale (nel nostro caso Q_2) ed uno dei componenti (Q_1) e si desideri ricavare l'altro componente.

Al Q metro è inoltre possibile effettuare misure di alte e basse resistenze, funzionanti in circuiti ad alta frequenza, con notevole precisione col metodo della variazione di Q. Per la misura di basse resistenze (fig. 3), si procede nel seguente modo: inserita nei morsetti L una bobina di Q sufficientemente elevato, si porta il Q metro a funzionare sulla frequenza alla quale si vuol misurare la resistenza in prova, si legge il Q trovato (Q_1) e si inserisce poi, in serie alla bobina, la resistenza R_x. Si ricava ora il nuovo valore di Q (Q_2) e quindi, essendo:

$$Q_1 = \frac{\omega L}{r_a} \quad \text{e} \quad Q_2 = \frac{\omega L}{r_a + r_x}$$

dove r_a rappresenta la resistenza apparente interna della bobina, si avrà:

$$r_x = \omega L \, \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 \cdot Q_2} = \frac{1}{\omega C} \, \frac{Q_1 - Q_2}{Q \cdot Q_2}$$

dove C rappresenta la capacità d'accordo che può essere letta sul quadrante dello strumento.

Per la misura di alte resistenze (fig. 4), il procedimento è simile ma qui la resistenza incognita (R_x) anziché essere posta in serie al circuito risonante, ove provocherebbe una eccessiva diminuzione di Q, viene collegata in parallelo. Si ricava, al solito, Q_1 che sarà uguale a $\omega L / r_a$, si inserisce quindi la resistenza in prova e si ricava il nuovo valore di Q (Q_2) che sarà uguale a:

$$Q_2 = \frac{1}{\dfrac{r_a}{\omega L} + \dfrac{\omega L}{r_x}}$$

dalla quale si ricava, sostituendo ad ωL il valore $1/\omega C$:

$$r_x = \frac{1}{\omega C} \, \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2}.$$

Fra le molte altre misure possibili al Q metro vogliamo accennare alla misura della frequenza propria di risonanza di una bobina.

Si inserisce sui morsetti L una bobina di buone caratteristiche e si regola quindi il Q metro in modo da far funzionare il circuito alla frequenza di risonanza (per una determinata capacità del condensatore variabile interno). Si inserisce quindi, in parallelo al circuito, la bobina da misurare ed essa sposterà fuori risonanza il circuito stesso in un senso o nell'altro a seconda che essa si presenti, per la frequenza di accordo, come un'impedenza induttiva o capacitiva.

Si proceda ad un certo numero di misure e, per punti, si ricaverà il diagramma di fig. 5 dove f_0 rappresenta la frequenza propria di risonanza della bobina, cioè il punto dove la bobina stessa si comporta come una semplice resistenza e non sposta la frequenza di risonanza del circuito. *A*

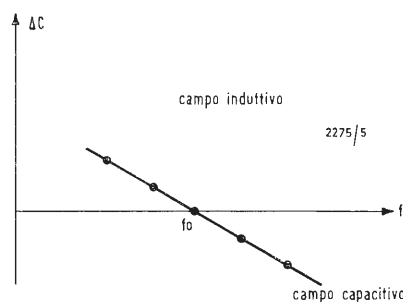
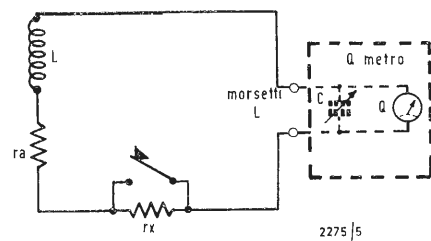



Fig. 3 - Misura di basse resistenze al Q metro col metodo della variazione di Q.

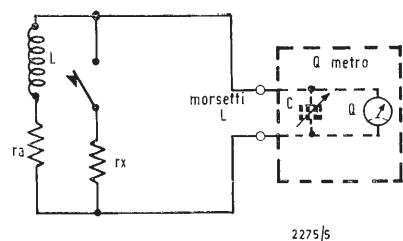



Fig. 4 - Misura di resistenze alte al Q metro col metodo della variazione di Q.

Eliminazione del punto luminoso sullo schermo del cinescopio*

Si descrivono alcuni circuiti di protezione mediante i quali si ottiene l'eliminazione del punto luminoso, che si genera all'atto della disinserzione del televisore dalla rete e che può provocare la bruciatura dello schermo del cinescopio.

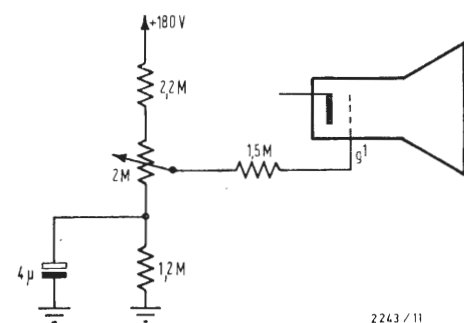



Fig. 1 - Schema del circuito per l'eliminazione dello « spot » luminoso sullo schermo del cinescopio (circuito 1).

(*) Bollettino Tecnico d'Informazione Philips n. 45, pag. 35.

ALLORCHÈ viene tolta l'alimentazione ad un televisore può apparire al centro dello schermo un punto fortemente luminoso, della durata di qualche secondo, che può causare la bruciatura dello strato di fosforo del cinescopio.

La presenza del punto luminoso, che si verifica al distacco del televisore dalla rete, dipende da due fattori. Il primo è la permanenza dell'E.A.T. la quale è mantenuta dalla carica del condensatore formato dagli strati conduttori esterno ed interno del cinescopio. Il secondo è l'emissione elettronica del catodo che rimane caldo per un certo tempo dopo che il televisore non è più alimentato. Questi elettroni, che continuano ad essere emessi dal catodo, sono accelerati dal forte campo anodico e, in mancanza delle correnti di deflessione orizzontale e verticale, che si annullano in un breve tempo, colpiscono costantemente lo schermo in un punto provocandone la bruciatura.

I vari circuiti che possono essere adottati per risolvere questo problema si raggruppano in due categorie:

1) quelli che permettono di scaricare il cinescopio mediante una forte corrente di fascio elettronico prima che si annullino le correnti di deflessione;

2) quelli che, al distacco del televisore dalla rete, permettono di sopprimere il fascio elettronico mediante un opportuno potenziale applicato al catodo od alla griglia fino a che il catodo non si è sufficientemente raffreddato.

Tuttavia è piuttosto difficile far sì che il catodo sia mantenuto positivo rispetto alla griglia o la griglia negativa rispetto al catodo per tutto il tempo necessario affinchè il catodo si raffreddi. Non verificandosi questa condizione, all'atto di una nuova accensione del televisore può apparire di nuovo il punto luminoso. Inoltre annullando il fascetto elettronico nel momento del distacco del televisore dalla rete, il cinescopio rimane carico e ciò può essere fonte di pericolo. È perciò evidente la maggior praticità che presentano i circuiti del primo gruppo, alcuni dei quali saranno illustrati qui di seguito.

1. - CIRCUITO 1

La polarizzazione della griglia è ottenuta mediante un partitore resistivo connesso alla tensione di 180 V dell'alimentatore. All'atto del distacco del televisore dalla rete, mentre le correnti di deflessione, la Vg_2 e la V_k, hanno un andamento rapidamente decrescente, la Vg_1 viene mantenuta più a lungo positiva per mezzo del condensatore da 4 μF che si scarica con una determinata costante di tempo. Come risultato si ha, al distacco del televisore dalla rete, una tensione Vg_k che permette il fluire di una corrente di fascio tale da scaricare il cinescopio prima che si annullino le deflessioni.

Fig. 2 - Schema del circuito per l'eliminazione dello « spot » luminoso sullo schermo del cinescopio (circuito 2).

Fig. 3 - Schema del circuito per l'eliminazione dello « spot » luminoso sullo schermo del cinescopio (circuito 3).

2. - CIRCUITO 2

Se nel momento in cui si toglie l'alimentazione al televisore si connette la griglia controllo ad un forte potenziale positivo, questo permetterà il flusso di una notevole corrente di fascio che potrà scaricare rapidamente il cinescopio.

Ciò è effettuato nel circuito di fig. 2. Lo stesso interruttore di rete ha il compito di isolare da massa l'estremo inferiore del partitore resistivo che provvede alla polarizzazione della griglia. Quindi il potenziale di quest'ultima raggiunge all'atto del distacco un valore di circa 120 V. Dopo di che la tensione di g_1 diminuisce con un andamento analogo a quello delle altre tensioni collegate all'alimentatore. Uno svantaggio di questo sistema è che non si ha alcuna protezione se viene spento il televisore sfilando la spina od in generale non usando l'interruttore del televisore stesso.

3. - CIRCUITO 3

Le V.D.R. sono delle resistenze che presentano la proprietà di aumentare di valore allorchè diminuisce la tensione applicata ai loro capi e viceversa,

Fig. 4 - Schema del circuito per l'eliminazione dello « spot » luminoso sullo schermo del cinescopio (circuito 4).

Fig. 5 - Schema del circuito per l'eliminazione dello « spot » luminoso sullo schermo del cinescopio (circuito 5).

Fig. 6a - Schema del circuito per l'eliminazione dello « spot » luminoso sullo schermo del cinescopio (circuito 6).

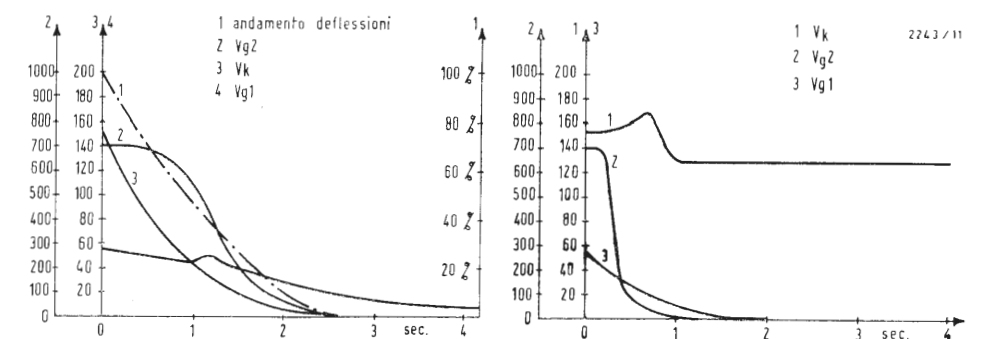



Fig. 6b - Andamento delle tensioni ai vari elettrodi del cinescopio (circuito 6).

Fig. 6c - Andamento delle tensioni ai vari elettrodi del cinescopio (circuito 6), nel caso venga messo fuori uso lo stadio di uscita di riga.

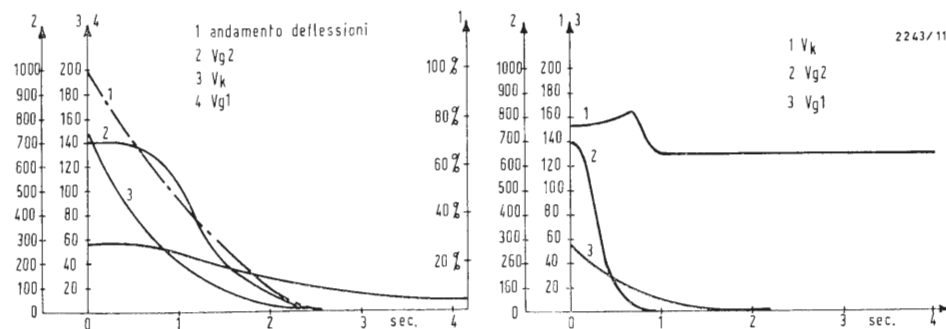



Fig. 7b - Andamento delle tensioni ai vari elettrodi del cinescopio (circuito 7), nel caso di stacco del televisore dalla rete.

Fig. 7c - Andamento delle tensioni ai vari elettrodi del cinescopio (circuito 7), nel caso di improvvisa assenza della deflessione orizzontale.

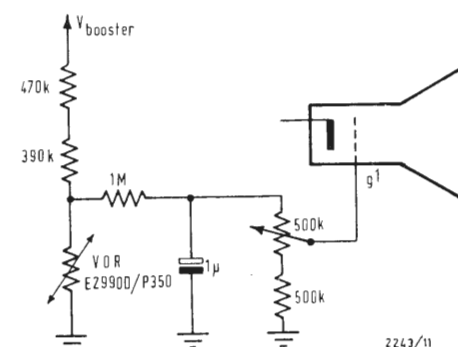



Fig. 7a - Schema del circuito per l'eliminazione dello «spot» luminoso sullo schermo del cinescopio (circuito 7).

cioè esse posseggono una proprietà stabilizzatrice nei confronti delle variazioni di tensione. Esse trovano applicazione nel circuito di fig. 3. All'atto del distacco del televisore dalla rete la tensione catodica diminuisce rapidamente mentre quella di griglia è frenata dalla presenza della V.D.R. Ciò permette quindi il fluire di una corrente di fascio che scarica il cinescopio.

4. - CIRCUITO 4

Nel circuito di fig. 4 è usata una V.D.R. con funzione rettificatrice. Gli impulsi positivi di circa 1 kV provenienti dallo stadio di riga provocano ai capi della V.D.R. una tensione negativa che è applicata ad una estremità della serie di resistenze per la polarizzazione di griglia.

L'altra estremità è connessa alla tensione di 180 V dell'alimentatore. Il condensatore da 2000 (2200) pF funziona da filtro per le componenti alternative presenti dopo la rettificazione.

Al distacco del televisore dalla rete il potenziale negativo diminuisce rapidamente aumentando di conseguenza la tensione di g_1 che è anche ulteriormente sostenuta dall'effetto stabilizzante della V.D.R. Come conseguenza si avrà una rapida scarica del cinescopio sempre per mezzo della corrente di fascio.

5. - CIRCUITO 5

Il circuito di fig. 5 è analogo a quello trattato nel numero precedente. Tuttavia la tensione negativa che si ha ai capi del condensatore da 520 pF è ottenuta mediante la rettificazione di impulsi di riga negativi dell'ordine di 350 V.

6. - CIRCUITO 6

Nel circuito di fig. 6*a* la tensione per la polarizzazione della griglia viene ottenuta mediante un partitore collegato alla tensione di booster che è dell'ordine dei 1000 V.

Allorchè viene distaccato il televisore dalla rete la tensione ai capi del tubo a gas, che ha effetto stabilizzante, diminuisce fino a che questo raggiunge la tensione di interdizione dopo di che la tensione di g_1 è determinata esclusivamente dalla scarica del condensatore di 1 µF. Nella fig. 6*b* sono indicati gli andamenti delle tensioni V_{g_1}, V_{g_2} e V_k alla disinserzione del televisore dalla rete; in fig. 6*c* si è indicato invece come variano le stesse tensioni allorchè viene messo fuori uso lo stadio di uscita di riga. Come si vede, mentre la tensione di V_k, dopo un breve sbalzo, si mantiene costante intorno ai 130 V, le tensioni di g_1 e di g_2 cadono rapidamente. Questo dimostra che in caso di un guasto ai circuiti di deflessione di riga il tubo catodico viene portato all'interdizione data la notevole differenza di potenziale tra la griglia ed il catodo. Quindi questo circuito presenta rispetto a quelli descritti precedentemente un maggior grado di protezione contro le bruciature dello schermo.

7. - CIRCUITO 7

Il circuito mostrato in fig. 7*a* è analogo al precedente con la variante della V.D.R. al posto del tubo a gas. Anche questo circuito elimina la formazione del punto luminoso allorchè si guasta il circuito di riga. Gli andamenti della tensione sono mostrati nelle figg. 7*b* e 7*c* rispettivamente nel caso di distacco del televisore dalla rete e nel caso di improvvisa assenza della deflessione orizzontale. (*A.*)

Franco Soresini

Rappresentazione grafica di operazioni logiche

(parte quarta)

Fig. 1

4 - RAPPRESENTAZIONE GRAFICA DI OPERAZIONI LOGICHE

4.1. - Sistema dei rami (1)

Consideriamo un semplice esempio, ed immaginiamo che gli enti costituenti un certo universo U siano delle sferette. Queste sferette hanno la *comune caratteristica* di essere sferiche.

La classe $\bar{U}$ sarà quella che conterrà enti che *non sono sferici*.

Se la sfericità rappresenta la caratteristica indispensabile perchè esista un ente, avremo che

$\bar{U} = 0$

volendo costruire delle sottoclassi di questo universo, potremo prendere in considerazione alcune altre *caratteristiche* quali: la *grossezza*, il *colore*, il *peso*, la *sostanza* con la quale esse sono fatte.

Se consideriamo di indicare con dei simboli A, B, C, D queste caratteristiche specifiche (la caratterista U rappresenta la sfericità), avreno che:

se A è la grossezza:
A saranno le sfere grosse
$\bar{A}$ saranno le sfere piccole
se B è il colore:
B saranno le sfere bianche
$\bar{B}$ saranno le sfere nere
se C è il peso:
C saranno le sfere leggere
$\bar{C}$ saranno le sfere pesanti
se D è la sostanza:
D saranno le sfere di acciaio
$\bar{D}$ saranno le sfere di vetro

In tutti questi casi:

$A + \bar{A} = U$, perchè le sfere grosse e quelle piccole rappresentano tutte le sfere;

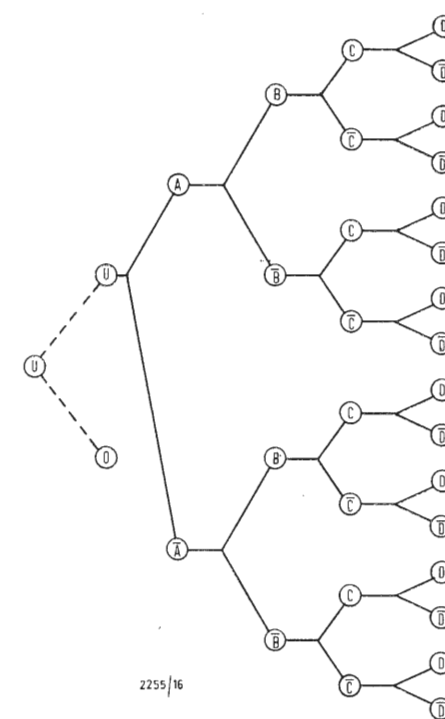
$B + \bar{B} = U$, perchè le sfere bianche e quelle nere rappresentano tutte le sfere;

$C + \bar{C} = U$, perchè le sfere leggere e quelle pesanti rappresentano tutte le sfere;

$D + \bar{D} = U$, perchè le sfere di acciaio e quelle di vetro rappresentano tutte le sfere.

Dunque:

$A \subset U, \ B \subset U, \ C \subset U, \ D \subset U$

Fra gli elementi delle classi A, B, C, D possono formarsi delle combinazioni, se immaginiamo di selezionare le sfere.

Si osservi infatti la figura 1 che rappresenta, in definitiva, la casistica completa delle caratteristiche possedute da ciascuna sfera e quindi consente di identificare in modo esatto ogni sfera e l'*insieme* (sottoinsieme o sott'universo) cui essa appartiene.

Se ora conveniamo di indicare le due condizioni opposte, cioè i due valori opposti che può assumere la variabile, con 1 e 0, avremo che ciascuna delle selezioni può indicarsi con sequenza di cifre binarie che rappresentano la numerazione stessa delle combinazioni (come in fig. 2).

I termini dello sviluppo della costante 1 possono così indicarsi in modo assai conciso:

sostituendo 1 ad ogni variabile non negata e 0 ad ogni variabile negata, ed interpretando il simbolo così scritto come la rappresentazione in base due di un numero decimale.

Lo sviluppo della costante 1 rispetto a n variabili può quindi essere scritto come la somma di 2^n numeri decimali consecutivi e crescenti a partire dallo zero.

È facile notare che in detto sviluppo sono presenti tutti i termini di qualsiasi funzione delle n variabili.

Se ne deduce che è possibile rappresentare con numeri decimali una qualsiasi funzione; il simbolo:

$p + q + r + s + ... = f(A, B, C, D,...)$

si traduce nell'espressione algebrica usuale scrivendo i numeri p, q, r, ... in base 2 ed invertendo la sostituzione di cui si è detto.

Sulle funzioni così rappresentate è possibile operare direttamente *purché alle operazioni di addizione, moltiplicazione e complementazione venga dato, rispettivamente il significato di unione, intersezione e completamente di insiemi.*

4.2. - Sistema dei cerchi di Venn

I concetti sino qui accennati possono essere resi evidenti mediante una rappresentazione grafica costituita dai cosiddetti *cerchi di Eulero* o di *Venn.*

In tale rappresentazione, la *classe universale* si rappresenta con un quadrato (o qualsiasi altro contorno di forma di-

(1) Dalle lezioni del Prof. Albarella della Università di Napoli.

U

$ABCD$	=	1111	= 15
$ABC\bar{D}$	=	1110	= 14
$AB\bar{C}D$	=	1101	= 13
$AB\bar{C}\bar{D}$	=	1100	= 12
$A\bar{B}CD$	=	1011	= 11
$A\bar{B}C\bar{D}$	=	1010	= 10
$A\bar{B}\bar{C}D$	=	1001	= 9
$A\bar{B}\bar{C}\bar{D}$	=	1000	= 8
$\bar{A}BCD$	=	0111	= 7
$\bar{A}BC\bar{D}$	=	0110	= 6
$\bar{A}B\bar{C}D$	=	0101	= 5
$\bar{A}B\bar{C}\bar{D}$	=	0100	= 4
$\bar{A}\bar{B}CD$	=	0011	= 3
$\bar{A}\bar{B}C\bar{D}$	=	0010	= 2
$\bar{A}\bar{B}\bar{C}D$	=	0001	= 1
$\bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}$	=	0000	= 0

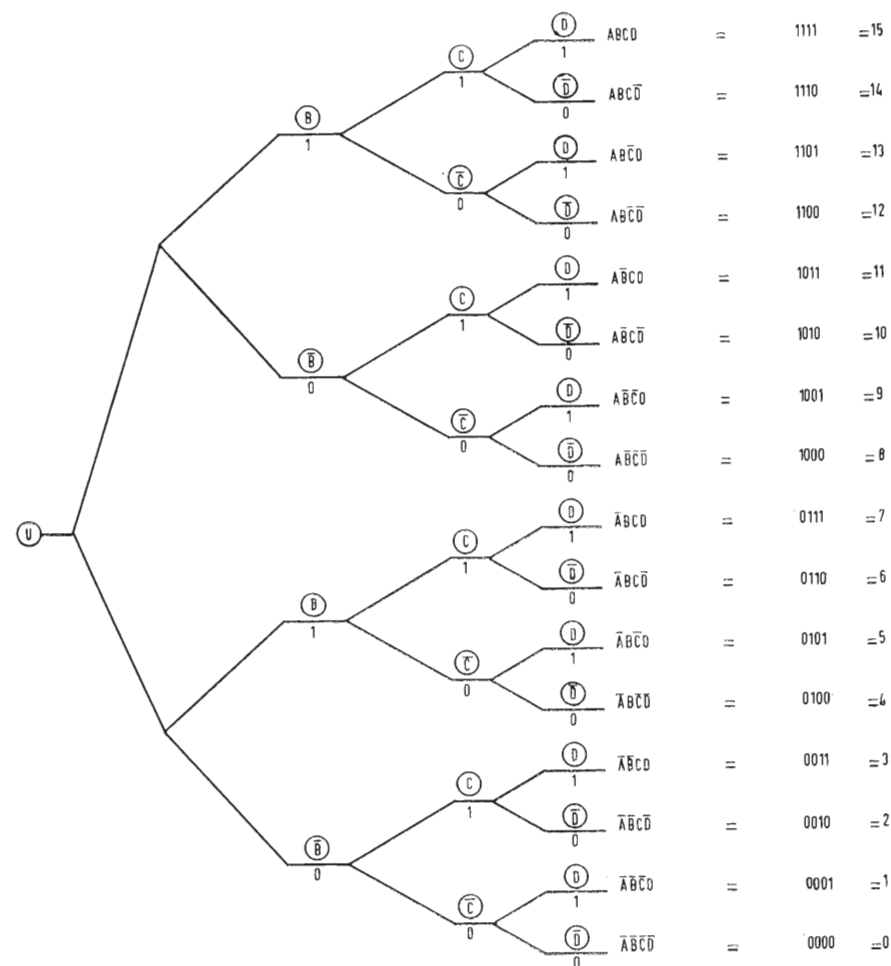



Fig. 2

versa) ed il contorno così tracciato viene detto *referenziale*.

Tutti i punti all'*interno del referenziale appartengono alla classe universale*.

Entro il referenziale, *un cerchio* (che può essere sostituito da altro contorno chiuso di forma diversa) è destinato a racchiudere nel suo interno i punti rappresentativi degli elementi che appartengono alla classe desiderata, mentre all'esterno rimangono quelli che *non* vi appartengono (Fig. 3).

Poichè vi possono essere *diversi attributi* che possono essere considerati, *altri cerchi* potranno tracciarsi entro il referenziale.

Riferendoci alla Fig. 3 si vede che:

$A + \bar{A} = U$

e ricordando i simboli binari:

$A = 1$ e $\bar{A} = 0$

si ha

$1 + 0 = U$

dove, in questo caso, il fatto che $U = 10$ si può esprimere col dire che U è *universo di primo ordine*.

Estendendo il ragionamento a due condizioni di scelta A e B, queste caratteristiche determineranno due cerchi secanti interni al referenziale che per tale motivo risulterà suddiviso in 4 zone (Fig. 4).

In conseguenza di ciò potremo scrivere:

$A = A\bar{B} + AB = 10 + 11$

$B = \bar{A}B + AB = 01 + 11$

$\bar{A} = \bar{A}\bar{B} + \bar{A}B = 00 + 01$

$\bar{B} = \bar{A}\bar{B} + A\bar{B} = 00 + 10$

$U = A\bar{B} + AB + \bar{A}B + \bar{A}\bar{B} =$
$= 10 + 11 + 01 + 00 = 100$

cioè U è un *universo di secondo ordine*, in quanto ammette 2^2 possibili sottoclassi.

Esaminiamo ora che cosa avviene nel caso di una suddivisione dell'universo secondo le classi A, B, C. Quest'*universo* sarà di *terzo ordine* e dovranno potersi costituire $2^3 = 8$ classi. (Fig. 5)

In figura compaiono le cifre binarie considerando le sequenze di caratteristiche secondo l'ordine A, B, C.

In conseguenza di ciò potremo scrivere:

$\bar{A}\bar{B}\bar{C} = 000 = 0$

$\bar{A}\bar{B}C = 001 = 1$

$\bar{A}B\bar{C} = 010 = 2$

$\bar{A}BC = 011 = 3$

$A\bar{B}\bar{C} = 100 = 4$

$A\bar{B}C = 101 = 5$

$AB\bar{C} = 110 = 6$

$ABC = 111 = 7$

La Fig. 5 può realizzarsi anche come la Fig. 6.

E poi si avrà:

$A = A\bar{B}\bar{C} + AB\bar{C} + A\bar{B}C + ABC =$
$= 100 + 110 + 101 + 111 =$
$= 4 + 6 + 5 + 7$

$B = \bar{A}B\bar{C} + \bar{A}BC + AB\bar{C} + ABC =$
$= 010 + 011 + 110 + 111 =$
$= 2 + 3 + 6 + 7$

$C = \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}C + \bar{A}BC + ABC =$
$= 001 + 101 + 011 + 111 =$
$= 1 + 5 + 3 + 7$

$\bar{A} = \bar{A}BC + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + \bar{A}\bar{B}\bar{C} =$
$= 011 + 001 + 010 + 000 =$
$= 3 + 1 + 2 + 0$

$\bar{B} = A\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}\bar{B}\bar{C} =$
$= 101 + 100 + 001 + 000 =$
$= 5 + 4 + 1 + 0$

$\bar{C} = AB\bar{C} + \bar{A}B\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}\bar{C} =$
$= 110 + 010 + 100 + 000 =$
$= 6 + 2 + 4 + 0$

L'insieme 0 è il complemento della unione dei tre insiemi.

Volendo effettuare operazioni su fun-

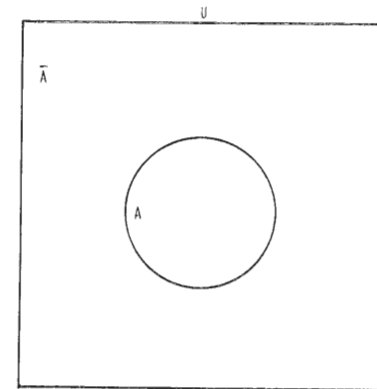



Fig. 3

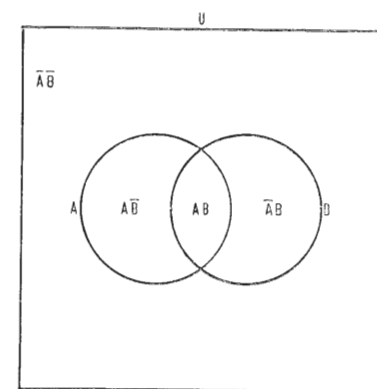



Fig. 4

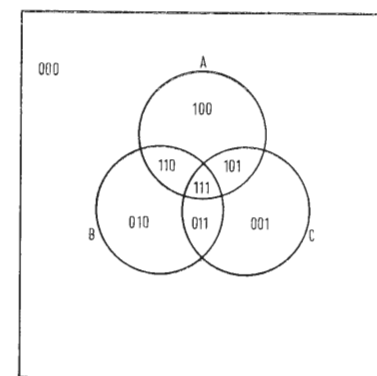



Fig. 5

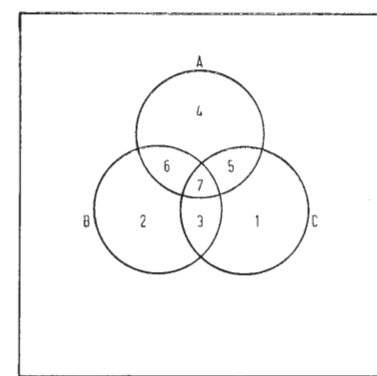



Fig. 6

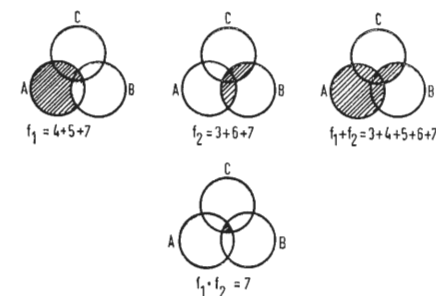



Fig. 7
$f_1 = 4 + 5 + 7$
$f_2 = 3 + 6 + 7$
$f_1 + f_2 = 3 + 4 + 5 + 6 + 7$
$f_1 \cdot f_2 = 7$

zioni delle tre variabili, rappresentate coi numeri decimali, occorre riferirsi agli insiemi corrispondenti (Fig. 7).

Dati ad esempio:

$f_1 = 4 + 5 + 7$ e $f_2 = 3 + 6 + 7$

la loro somma è la:

$f_3 = 3 + 4 + 5 + 6 + 7$

il cui insieme rappresentativo è l'unione di quelli rappresentativi di f_1 e f_2.

Similmente un prodotto fra due funzioni si traduce nella intersezione dei due insiemi rappresentativi; nel prodotto compaiono perciò i soli numeri comuni.

Per quanto riguarda la complementazione il cui significato diventa particolarmente evidente, è sufficiente considerare l'insieme complementare di quello dato.

Si voglia, ad esempio, passare dall'una all'altra forma canonica alla funzione

$f = 1 + 376 + 7$

potendosi scrivere $f = \overline{(\bar{f})}$, la funzione desiderata è la:

$\overline{(0 + 2 + 4 + 5)} = \bar{0} \cdot \bar{2} \cdot \bar{4} \cdot \bar{5}$

Infine, il caso di quattro variabili, Fig. 8, conduce ad un universo del quarto ordine $2^4 = 16$ superfici distinte od elementari corrispondenti ad altrettante sottoclassi.

Anche in questo caso, si sono scritte in figura direttamente le indicazioni in numerazione binaria.

In conseguenza di ciò potremo scrivere:

$\bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D} = 0000 = 0$

$\bar{A}\bar{B}\bar{C}D = 0001 = 1$

$\bar{A}\bar{B}C\bar{D} = 0010 = 2$

$\bar{A}\bar{B}CD = 0011 = 3$

$\bar{A}B\bar{C}\bar{D} = 0100 = 4$

$\bar{A}B\bar{C}D = 0101 = 5$

$\bar{A}BC\bar{D} + 0110 = 6$

$\bar{A}BCD + 0111 = 7$

$A\bar{B}\bar{C}\bar{D} + 100 = 8$

$A\bar{B}\bar{C}D = 1001 = 9$

$A\bar{B}C\bar{D} = 1010 = 10$

$A\bar{B}CD = 1011 = 11$

$AB\bar{C}\bar{D} = 1100 = 12$

$AB\bar{C}D = 1101 = 13$

$ABC\bar{D} = 1110 = 14$

$ABCD = 1111 = 15$

4.3. Operazioni logiche

Dopo queste premesse possiamo vedere molto facilmente quale significato assumano le *operazioni* che chiameremo *logiche*, per distinguerle dalle operazioni algebriche.

Alcuni autori sogliono distinguere ad-

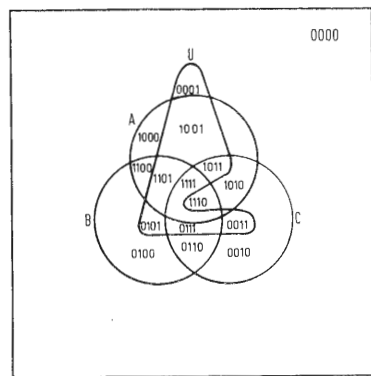



Fig. 8

dirittura i segni grafici distintivi di queste operazioni.

Per semplicità, per quanto ne diamo successivamente indicazione, si preferisce mantenere i simboli algebrici pur considerando questi segni nel loro *significato logico.*

Innanzitutto diremo che, perchè sia possibile una operazione logica, è necessario che le classi sulle quali si opera siano tutte sottoclassi dello stesso universo U.

Classi di universi diversi non possono essere sottoposte a nessuna operazione logica, che sarebbe priva di significato.

Ciò premesso, potremo definire *somma logica* di due classi, quella nuova classe formata da tutti gli enti che si trovano sia nella prima che nella seconda classe, *considerata una sola volta.*

Così, ad esempio, se ci riferiamo ad un universo del secondo ordine, sul quale avevamo definito, ad esempio le classi:

$A = \bar{A}\bar{B} + AB$ e $B = \bar{A}B + AB$

La somma sarà:

$A + B = A\bar{B} + AB + \bar{A}B =$
$= [(10 + 11) + (01 + 11)] =$
$= 10 + 11 + 01$

Di conseguenza un *prodotto logico* sarà rappresentato nel caso del prodotto di due classi di uno stesso universo, da quella classe che ha solo gli *enti comuni alle due classi.*

Così, nell'esempio precedente

$A \cdot B = AB$
$= (10 + 11) \cdot (01 + 11) = 11$

Abbiamo visto che le classi alle quali ci riferiamo contengono una alternativa molto precisa, perchè o *sono* costituite da elementi che *hanno* determinate caratteristiche, *o non sono* costituite da elementi che hanno quelle caratteristiche.

In altre parole, una classe, così come è stata definita, implica una scelta fra due sole possibilità, per cui se una classe rappresenta una scelta, la classe complementare rappresenta la scelta opposta.

Abbiamo già visto che questa ipotesi ben si adatta a molteplici esempi, nei quali la classe scelta implica una totalità di enti escludendo tutti quelli che non hanno una certa caratteristica, cioè che sono nulli rispetto a quella data caratteristica.

Se consideriamo più caratteristiche, abbiamo visto come si viene a formare tutta una serie di sottoclassi aventi alcuni enti ed alcuni altri enti nulli per certe caratteristiche, per cui le possibili combinazioni possono essere rappresentate mediante la sequenza dei numeri in base due; là dove la cifra 1 sta ad indicare la esistenza di certe caratteristiche, mentre lo 0 sta ad indicare l'assenza di certe oltre caratteristiche. Noi potremo addirittura identificare le classi con una rappresentazione simbolica data dalla cifra 1 e i rispettivi complementi con una rappresentazione simbolica data dalla cifra 0.

In certi casi avremo

$A = 1 \quad \bar{A} = 0$

oppure

$A = 0 \quad \bar{A} = 1$

e dovremo poter verificare che le proposizioni che avevamo poste quali correlazioni logiche fra le classi o quali operazioni logiche fra le classi stesse sono vere

Una verifica immediata è possibile con alcune proposizioni; infatti se:

$A + A = A$

risultano egualmente:

$0 + 0 = 0$
$1 + 1 = 1$

oppure

$A + 0 = 0$

da cui

$1 + 0 = 0$
$0 + 1 = 1$

Oppure

$A \cdot 0 = 0$

da cui

$0 \cdot 0 = 0$
$0 \cdot 1 = 0$
$1 \cdot 0 = 0$

oppure

$A \cdot A = A$

da cui

$1 \cdot 1 = 1$

È interessante osservare che:

$A \cdot \bar{A} = 0$

da cui genericamente

$X \cdot \bar{X} = 0$

oppure

$A + \bar{A} = U$

da cui genericamente

$X + \bar{X} = 1$

Se consideriamo due classi che chiameremo A e B ed i due cerchi che le rappresentano avremo evidentemente la possibilità di considerare:

— elementi che appartengono ad *una almeno* delle due classi A e B.

— elementi che appartengono ad *entrambi* le due classi A e B

Avremo all'interno del referenziale in cui sono disegnati i due cerchi, 8 aree possibili e quindi le 8 classi indicate. (Fig. 9)

$f_8 = A \cdot B$

$f_{11} = \bar{A}+B$

$f_{13} = A+\bar{B}$

$f_{14} = A+B$

Fig. 9
$f_1 = A + B$
$f_2 = A \cdot B$
$f_4 = A \cdot B$
$f- = A \cdot B$
$f- = A \cdot B$
$f_{11} = A + B$
$f_{13} = A + B$
$f_{14} = A + B$

4.4. Operazioni di negazione

Alla classe degli elementi che posseggono un certo attributo, è associata una classe degli elementi che tale attributo *non* posseggono.

Le due classi così definite si dicono in relazione di *negazione* o *complementazione,* rispetto all'unità e senza elementi comuni.

Se A designa una classe, la sua negazione si designa con:

$\bar{A}$

che può leggersi:

A primo, o *non A,* o *A negato*

Quindi, se A è rappresentata nell'area interna al circolo, $\bar{A}$ è rappresentata nell'area all'interno del referenziale che è all'esterno del circolo. Evidentemente la negazione della negazione di una classe, è la classe stessa:

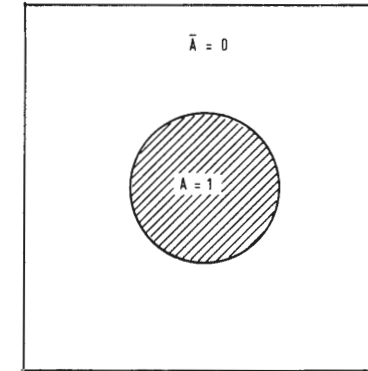



Fig. 10

$\overline{(\bar{A})} = A$

Se alla classe universale assegniamo il valore 1 ed alla classe vuota il valore 0 avremo:

$A + \bar{A} = 1$

È facile vedere che:

$A + 1 = 1$
$A \cdot 0 = 0$
$A \cdot 1 = A$
$A + 0 = A$

La variabile A può assumere i valori 1 e 0: 1 per tutti i punti all'interno del cerchio, giacchè sono questi ed essi soli, che posseggono l'attributo considerato; 0 per quelli all'esterno, perchè non lo posseggono (Fig. 11).

Questa operazione si indica con:

NO (*NOT* o *PAS*)

L'operazione di negazione o complementazione dà:

A	$\bar{A}$
1	1
1	0

Questa operazione viene realizzata elettricamente con un *invertitore.*

4.5. - Operazione di riunione o somma logica

Sintetizza l'idea di comporre un insieme prendendo tutti gli elementi che sono:

0 soltanto in A
0 soltanto in B
0 in entrambi.

La classe degli elementi considerati è perciò rappresentata dai punti che sono interni al contorno interno comune ai due cerchi che si intersecano. (Fig. 12)

Si giunge a tale classe mediante l'operazione di *riunione* o *somma logica* che nel linguaggio comune si esprime con la:

congiunzione O (*OR* oppure *OU*)

Si tratta quindi di:

O inclusivo = O non esclusivo

con il significato di vel latino e che si indica con

V

Per esprimere la somma logica di A e di B scriveremo:

$A + B$

oppure

$A \; V \; B$

L'unione stabilisce la seguente corrispondenza fra due grandezze:

+		A	
		0	1
B	0	0	1
	1	1	1

L'unione può anche scriversi:

A	B	$A \; V \; B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Questa operazione viene realizzata elettricamente con collegamento in *parallelo.*

L'espressione $1 + 1 = 1$ può destare qualche meraviglia perchè contrasta con l'aritmetica comune, ma qui si tratta di *una somma logica e non aritmetica,* cioè l'unione logica della classe universale con se stessa, dà ancora la stessa classe universale. Così abbiamo in generale, per la stessa ragione:

$A + A + \ldots A = A$

ed anche col prodotto logico:

$A \cdot A \cdot \ldots A = A$

relazioni, queste, dette di *idempotenza.*

4.6. - Operazione di intersezione o prodotto logico

La classe degli elementi considerati in questo caso è rappresentata dai punti che risultano interni ad ambedue i cerchi, cioè è rappresentata dalla figura definita dai due cerchi fra i quali i due

Fig. 11

A + B

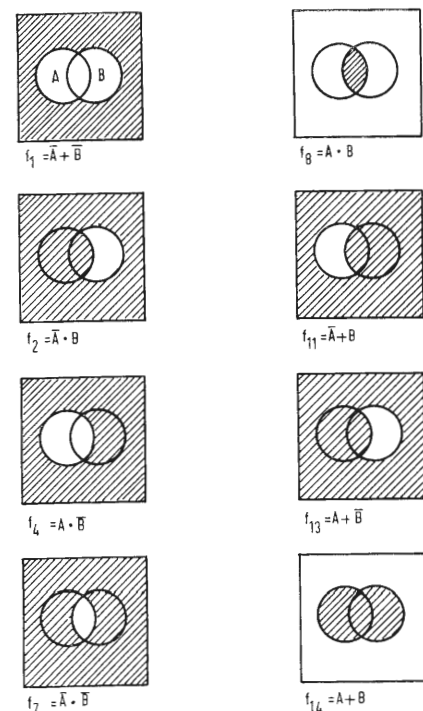
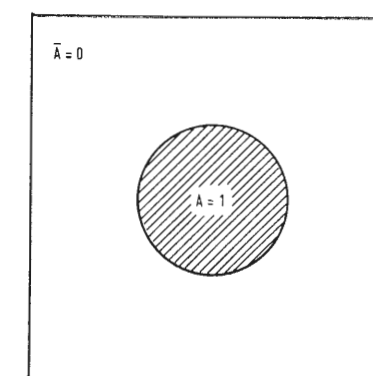



Fig. 12

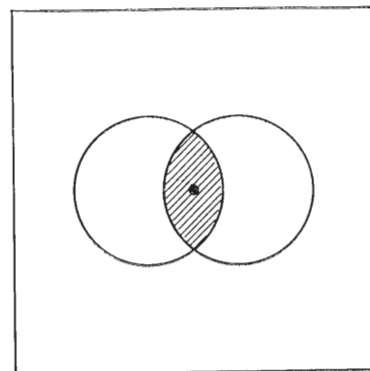
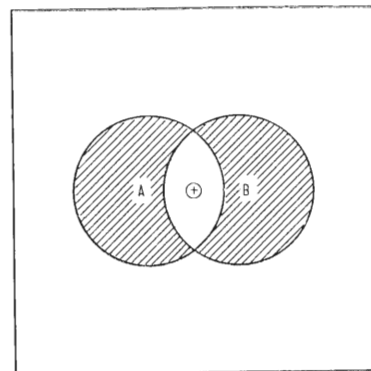



Fig. 13

Fig. 14

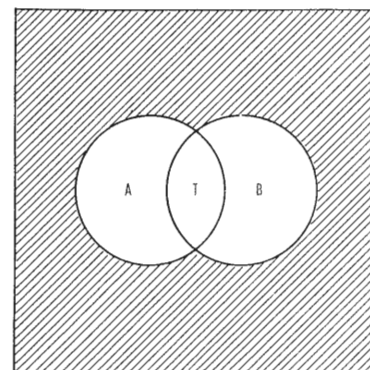



Fig. 15 - Funzione di Sheffer $ATB = \overline{(A + B)} = (\overline{A} \cdot \overline{B})$

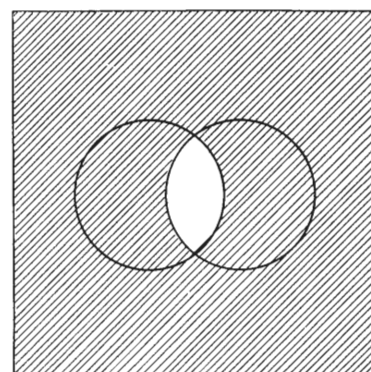



Fig. 16 - Funzione di Sheffer $A \perp B = \overline{(A \cdot B)} = (\overline{A} + \overline{B})$.

cerchi risultano parzialmente sovrapposti. (Fig. 13).

Si giunge a tale classe mediante l'operazione di *intersezione* o *coincidenza* o *congiunzione* o *prodotto logico*, che nel linguaggio comune si esprime con la: congiunzione *E* (*AND* oppure *ET*)

Un altro simbolo per indicare la coincidenza è:

$\cap$

Per esprimere il prodotto logico di A e di B scriveremo:

$A \cdot B$

o semplicemente

$A\ B$

ed anche

$A \cap B$

La coincidenza stabilisce la seguente corrispondenza fra due grandezze.

·		A	
		0	1
B	0	0	0
	1	0	1

La coincidenza può anche scriversi:

A	B	A B
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Questa operazione viene realizzata elettricamente con collegamento in *serie*.

4.7. - Operazione di dilemma o « somma modulo 2 »

Sintetizza l'idea di escludere dalla classe considerata gli elementi in comune fra le due classi A e B, cioè gli elementi appartenenti alla classe prodotto logico $A\ B$ (Fig. 14).

Questa funzione è rappresentata, quindi, nella parte del cerchio A che non è comune al cerchio B più la parte del cerchio B che non è comune al cerchio A.

Si giunge a tale classe mediante l'operazione di:

dilemma o *disgiunzione*

Si tratta, quindi, di:

0 *esclusivo* od 0 *disgiuntivo*

col significato di *aut* latino e che si indicherà con

$\cup$

Per esprimere la somma modulo 2, scriveremo:

tecnica e circuiti

$A \oplus B$

oppure

$A \cup B$

La disgiunzione stabilisce la seguente corrispondenza fra due grandezze:

⊕		A	
		0	1
B	0	0	1
	1	1	0

La disgiunzione può anche scriversi:

A	B	A ∩ B
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

In sostanza, sotto l'aspetto numerico, il valore della funzione « 0 esclusivo » per due valori numerici assegnati alle due variabili A e B, non è che la somma aritmetica di due numeri binari senza riporto, ovvero la somma aritmetica in cui, al valore che si otterrebbe, si sostituisce il resto della divisione di esso per 2, cioè il valore congruo con esso modulo 2, il che giustifica, per esso, l'altra denominazione di *modulo* 2.

Diremo anche che il risultato è:

1 quando i due addendi hanno diversa parità,

0 quando hanno la stessa parità.

È anche facile vedere che:

$A \oplus A = 0$ $\qquad A \oplus 0 = A$

$A \oplus \overline{A} = 1$ $\qquad A \oplus 1 = \overline{A}$

4.8. Combinazione di diversi elementi logici

Per realizzare dei circuiti disponendo di vari elementi logici atti ad effettuare le diverse operazioni, non è necessario disporre di tutti gli organi logici, *due bastano*.

Quello di *somma* e quello di *negazione*, dato che il prodotto lo si può ottenere dalla

$A \cdot B = \overline{(\overline{A} + \overline{B})}$

Quello di *prodotto* e quello di *negazione*, dato che la somma la si può ottenere dalla

$A + B = \overline{(\overline{A} \cdot \overline{B})}$

Per esempio, è possibile questa corrispondenza facendo la coincidenza dei complementi di A e B e prendendo il complemento del risultato.

A	B	$\overline{A}$	$\overline{B}$	$\overline{A} \cdot \overline{B}$	$\overline{\overline{A} \cdot \overline{B}}$
0	0	1	1	1	0
0	1	1	0	0	1
1	0	0	1	0	1
1	1	0	0	0	1

Quello di *somma modulo* 2 e quello di *prodotto*, dato che la somma la si può ottenere dalla:

$A + B = (A + B) \oplus (A \cdot B)$

Quello di *somma modulo* 2 e quello di *somma*, dato che il prodotto lo si può ottenere dalla:

$A \cdot B = (A + B) \oplus (A + B)$

Ma può bastare anche utilizzare elementi di *un solo tipo* ricorrendo al così detto *operatore di Sheffer*.

4.9. Operatore di Sheffer

L'operatore di Sheffer permette di effettuare la operazione di:

negazione di una somma logica

negazione di un prodotto logico.

4.9.1. - La negazione della somma logica (fig. 15)

Si indica con NOR

ed il suo simbolo è T

od anche

$A\ T\ B = \overline{(A + B)} = (\overline{A}\ \overline{B})$

poichè

$\overline{A} = A\ T\ A$ e $\overline{B} = B\ T\ B$

si avrà:

$(A\ T\ A)\ T\ (B\ T\ B) = \overline{A}\ T\ \overline{B} = A \cdot B$

(prodotto logico)

ed anche:

$(A\ T\ B)\ T\ (A\ T\ B) = A + B$

(somma logica)

Viene così stabilita la seguente equivalenza

T		A	
		0	1
B	0	1	0
	1	0	0

4.9.2. - La negazione del prodotto logico (fig. 16)

Si indica con *NAND*

ed il suo simbolo è $\perp$

$A \perp B = \overline{(A \cdot B)} = (\overline{A} + \overline{B})$

poichè

$\overline{A} = A \perp A$ e $\overline{B} = B \perp B$

si avrà:

$(A \perp A) \perp (B \perp B) = \overline{A} \perp \overline{B} = A + B$

(somma logica)

ed anche:

$(A \perp B) \perp (A \perp B) = A \cdot B$

(prodotto logico)

Viene così stabilita la seguente equivalenza:

⊥		A	
		0	1
B	0	1	1
	1	1	0

Basta dunque disporre di un solo tipo di operatore per realizzare un circuito, anche dei complessi sotto l'aspetto logico.

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Telefunken TTV 26 S/19 (T 420)

1. - GENERALITA'

Il televisore Telefunken TTV26 S/19 (T420) dispone di due prese di antenna per UHF e VHF, entrambe bilanciate a 300 Ω. Usando per la discesa del cavo coassiale a 75 Ω occorre inserire il solito adattatore.

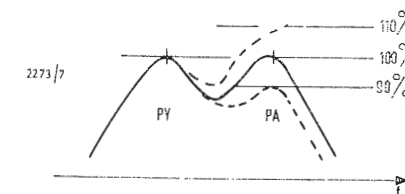
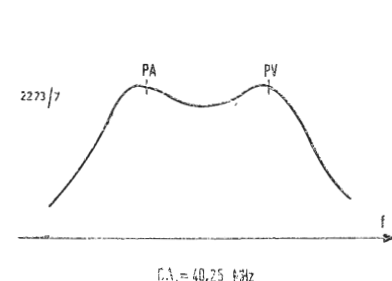
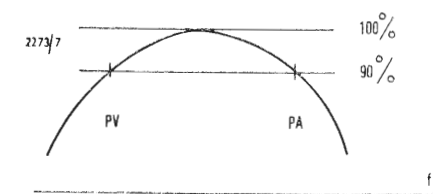
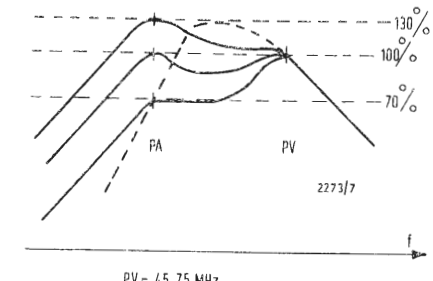
Il sintonizzatore VHF dispone di un commutatore a 12 posizioni delle quali 8 destinate ai canali italiani ed altre 4 di riserva. Il sintonizzatore UHF è del solito tipo a sintonia continua, da 470 a 790 MHz, ed è realizzato in modo che la frequenza, in centinaia di MHz, sia leggibile tramite una finestrella sul frontale vicino alla manopola di sintonia. L'amplificatore di media frequenza lavora sul canale protetto, generalmente adottato in Italia, con portante video di 45,75 MHz e portante audio di 40,25 MHz.

Il televisore è adatto a funzionare su reti a 220 V, 50 Hz. Per altre tensioni di alimentazione occorre usare un autotrasformatore. Il telaio non dovrà mai essere collegato a terra trovandosi sotto tensione. Qualora ciò fosse indispensabile dovrà essere fatto tramite l'inserzione di un condensatore da 1000 pF 1500 V.

È molto importante per i teleriparatori tenere presente che il condensatore elettrolitico C_{311} da 100 μF ha delle caratteristiche speciali e di conseguenza non può essere sostituito con un normale condensatore elettrolitico ma con altro che sarà richiesto alla casa o ai suoi rappresentanti.

1.1. - Comandi

Frontali. Da sinistra a destra, in alto, si ha: *a*) il comando di luminosità, il comando di contrasto, il comando di volume abbinato all'interruttore. Sotto la griglia dell'altoparlante si trovano: *b*) la finestra per la lettura delle frequenze UHF; il comando di sintonia UHF; *c*) il tasto per cambiare programma. In basso si trova il comando coassiale del commutatore di canali e sintonia VHF.

Posteriori. a) Le prese di antenna. *b*) Il comando di tenuta verticale (*questo comando, una volta messo a punto regolarmente, non dovrà più essere ritoccato. La posizione corretta è quella che si ottiene ruotando il comando fino a che l'immagine scorra lentamente dall'alto al basso e poi ruotando ancora in senso contrario di circa* 20°). *c*) Due fori attraverso i quali si possono regolare, tramite un cacciavite, due potenziometri semifissi per la regolazione dell'ampiezza e della linearità verticale. *d*) Una manopola bianca di materiale plastico per la regolazione del sincronismo orizzontale. (*La regolazione di tale comando, come ben si sa, non deve essere usata per centrare l'immagine orizzontalmente sullo schermo ma per ottenere che il sistema automatico di sincronismo orizzontale sia al centro del campo di agganciamento*). Se l'operazione è stata eseguita in modo corretto spegnendo e riaccendendo il televisore, o agendo sul commutatore di canale, ed anche sul contrasto, il televisore deve restare agganciato.

Generalmente il campo di agganciamento si estende per circa tre giri della manopola del sincronismo orizzontale. La regolazione di tale comando deve essere effettuata secondo le seguenti regole:

1°) Ruotare la manopola di sincronismo orizzontale in senso antiorario fino all'arresto.

2°) Spegnere e riaccendere il televisore che in linea di massima risulterà fuori sincronismo.

3°) Ruotare lentamente la manopola in senso orario fino a raggiungere la posizione di sincronismo.

4°) Ruotare ulteriormente la manopola in senso orario per un giro e mezzo.

Se dopo aver eseguito dette operazioni l'immagine non risulta più centrata sullo schermo, si agirà sull'apposito centratore disposto sul giogo di deflessione.

Canale	Frequenza MHz	Portante video	Portante suono
A	52,5 - 59,5	53,75	59,25
B	61 - 68	62,25	67,75
C	81 - 88	82,25	87,75
D	174 - 181	175,25	180,75
E	182,5 - 189,5	183,75	189,25
F	191 - 198	192,25	197,75
G	200 - 207	201,25	206,75
H	209 - 216	210,25	215,75

Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

2. - VALVOLE E DIODI IMPIEGATI E RELATIVA FUNZIONE

V_1 = PC88, triodo amplificatore UHF; V_2 = PC86, triodo oscillatore-convertitore UHF; V_3 = PCC189, doppio triodo amplificatore VHF; V_4 = PCF86, triodo-pentodo, oscillatore-convertitore VHF; V_5 = EF184, pentodo amplificatore di media frequenza; V_6 = EF184, pentodo amplificatore di media frequenza; V_7 = EF80, pentodo finale video; V_8 = PCF82, triodo pentodo, separatore di sincronismo e amplificatore suono a 5,5 MHz; V_9 = PCL84, triodo pentodo amplificatore di bassa frequenza suono; V_{10} = PCL82, triodo-pentodo oscillatore e amplificatore finale di quadro; V_{11} = ECC82, doppio triodo, amplificatore di tensione CAF e oscillatore orizzontale; V_{12} = PL500, pentodo ed amplificatore di linea; V_{13} = PY83, diodo smorzatore; V_{14} = DY87, diodo rettificatore EAT; V_{15} = AW47-91, cinescopio 19''.

X_1 = OA70, diodo rivelatore video; X_2 = X_3 = OA79, diodi del rivelatore a rapporto; X_4 = X_5 = OA85, diodo del CAF di linea; X_6 = BY100, diodo rettificatore anodico.

3. - ALTRE REGOLAZIONI INTERNE DEL TELEVISORE

Asportando lo schienale al televisore si accede con facilità ai seguenti organi di regolazione:

a) *Centratore di immagine.* - La centratura dell'immagine si ottiene ruotando attorno al giogo di deflessione le due apposite alette del centratore. Prima di eseguire tale regolazione, come è stato detto più sopra, occorre controllare che la tenuta orizzontale risulti al centro del campo di agganciamento.

b) *Magneti correttori.* - Hanno lo scopo di consentire la correzione delle distorsioni a cuscino che si possono manifestare sui lati superiori dell'immagine e in quelli inferiori.

Durante le operazioni di regolazione è opportuno servirsi dell'apposito utensile dato che un cacciavite normale può danneggiarli.

c) *Regolazione semifissa del sincronismo orizzontale.* - Ha lo scopo di consentire di centrare la regolazione del comando manuale, come è stato detto nell'apposito paragrafo. Il suo ritocco è particolarmente utile nel caso si sia sostituita la valvola V_{11} (ECC82).

d) *Bobina di linearità ed ampiezza orizzontale.* - Questa bobina, che è fornita di due nuclei distinti, è collocata sulla scatola della EAT. I due nuclei sono facilmente distinguibili per il fatto che uno di essi è in ferroxcube, di aspetto opaco, ed è forato per tutta la sua lunghezza. L'altro, più lucido, è composto da un magnete ticonal.
Per regolare la bobina è necessario avvitare interamente i due nuclei estraendo prima il nucleo forato fino ad ottenere l'esatta linearità, quindi, se è necessario, si potrà ottenere una riduzione dell'ampiezza orizzontale estraendo il magnete, dato che inizierà a restringersi troppo la zona centrale dell'immagine.

e) *Commutatore di sensibilità.* - Tale comando è posto sopra le prese di antenna. Con il ponticello nella parte superiore si ottiene la sensibilità minore adatta per la ricezione delle stazioni locali; con il ponticello in basso la sensibilità aumenta. Detta posizione è quella indicata per la ricezione di emettitori non vicini.

4. - TARATURA ED ALLINEAMENTO

4.1. - Allineamento del gruppo VHF

Per effettuare l'allineamento occorre disporre dei seguenti strumenti: *a*) Generatore di segnali modulato in frequenza, adatto a fornire segnali di ampiezza di qualche decimo di volt. *b*) Generatore marker per le portanti audio e video di ottima precisione. *c*) Oscillografo utilizzante come base dei tempi la stessa tensione di modulazione del generatore di segnali, opportunamente spostata di fase. L'oscillografo dovrà essere collegato al punto di controllo PM1 costituito dal terminale isolato collocato sul gruppo vicino alla valvola convertitrice PC86, tramite una resistenza da 10.000 Ω. All'uscita del CAS (condensatore C_{23}) dovrà essere applicata una tensione negativa di —1,5 V.

Operazioni da eseguire.

1°) Regolare L_2 in modo da ottenere la massima risposta sulla frequenza centrale del canale che corrisponde alla frequenza media fra la portante video e quella audio.

2°) Regolare il primario ed il secondario di L_4 in modo da portare le marche *Pv* e *Ps* allo stesso livello nelle posizioni indicate in fig. 1.

3°) Regolare la distanza, cioè l'accoppiamento, fra il primario ed il secondario di L_4 in modo da ottenere la giusta insellazione come è mostrato in fig. 1 od un appuntimento massimo come quello indicato in fig. 2.

4°) Dopo aver effettuata la regolazione delle spire esse saranno fissate con della vernice che contenga solventi non corrosivi per il supporto. In caso dubbio usare della cera a caldo.

5°) Tenere presente che durante le operazioni di allineamento l'ampiezza della tensione applicata all'ingresso del circuito di antenna dovrà essere tenuta il più basso possibile compatibilmente con la sensibilità dell'oscillografo.

4.2. - Regolazione dell'oscillatore locale

Dovendo procedere alla regolazione dell'oscillatore senza uso di strumenti si potrà procedere nel seguente modo:

a) Togliere la manopola del commutatore rendendo visibile il foro attraverso il quale, tramite un cacciavite, è possibile effettuare la regolazione del nucleo della bobina corrispondente al canale inserito.

b) Agendo sul nucleo si faranno dei successivi ritocchi in modo da centrare in modo perfetto la sintonia audio-video. Da notare che qualora sia necessario eseguire delle ispezioni o delle riparazioni al gruppo VHF è facile accedere

Fig. 5

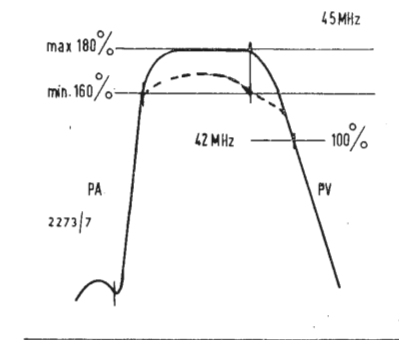



Fig. 6

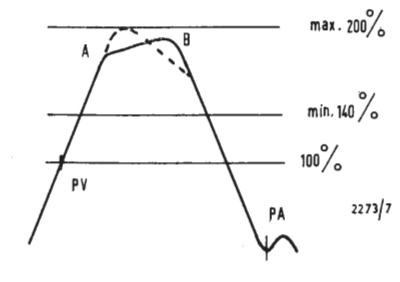



Fig. 7

a tutti gli elementi togliendo lo schermo metallico del gruppo.
Tutte le bobine essendo fissate ed incastrate tra due piastre a molla sono facilmente estraibili.
È opportuno estrarle ad una per volta oppure prendere buona nota dei colori che le contraddistinguono poiché la differenza tra le bobine dei canali adiacenti è trascurabile e difficilmente apprezzabile a vista.

4.3. - Allineamento del gruppo UHF con strumenti di misura

Strumenti da usare. a) Generatore di segnali modulato in frequenza adatto a coprire la gamma UHF, con deviazione di frequenza ± 5% della frequenza centrale. Tensione di uscita minima 0,5 V su 300 Ω. *b*) Marker adatto a fornire con ottima precisione segnali di riferimento nella suddetta gamma. *c*) Marker per la gamma 40-70 MHz di buona precisione. *d*) Oscillografo modulato, come base dei tempi, dalla tensione di modulazione dello sweep opportunamente spostata di fase.
L'asse verticale dell'oscillografo sarà collegato come indicato in fig. 5 tramite la solita resistenza di disaccoppiamento da 10.000 Ω. La sensibilità dell'amplificatore verticale dovrà essere di almeno 2 mV.

4.4. - Allineamento

L'allineamento del gruppo UHF consiste nella taratura dell'oscillatore e nella taratura del filtro di banda.
Dato che dette operazioni non sono indipendenti, essendo presente sempre un certo trascinamento, generalmente è necessario un ricontrollo dei risultati di una regolazione dopo averne eseguita l'altra e viceversa.

a) Smontare il convertitore UHF, sfilando da esso il cavetto di uscita di media frequenza lasciando però attaccati i collegamenti di massa, filamenti anodica ed antenna.

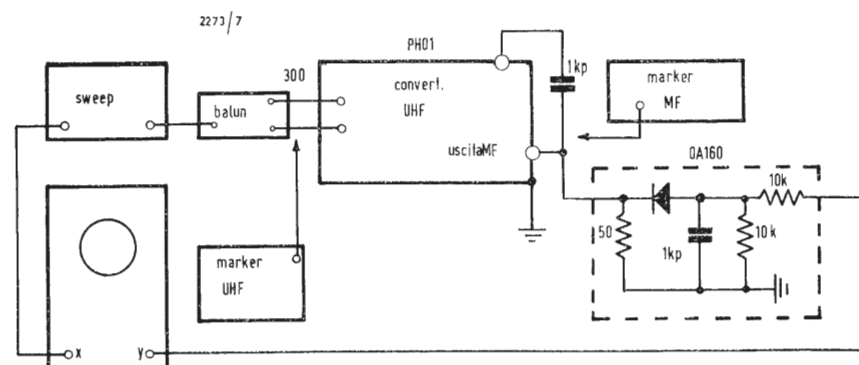
b) Togliere il coperchio al convertitore e sistemare quest'ultimo in modo che siano facilitate le operazioni di regolazione dei vari elementi e la rotazione dell'albero di sintonia.

c) Collegare l'uscita del generatore (sweep) a radio frequenza (300 Ω) alla spina di antenna del convertitore accoppiando il marker come indicato in fig. 5 ed in modo da non provocare un notevole sbilanciamento del circuito.

d) Collegare l'oscillografo, il marker media frequenza ed il rivelatore come è mostrato dalla suddetta figura.

e) Accendere gli strumenti ed il televisore una diecina di minuti prima di dare inizio alle operazioni di allineamento.
Qualora nel corso dell'allineamento i circuiti di sincronismo disturbassero le operazioni di regolazione occorre renderli inattivi scollegando la resistenza di griglia schermo della valvola finale di linea (R_{304}). Fra il + *A* e la massa si dovrà inserire una resistenza di carico da 2000 Ω, 25 W.

4.5. - Taratura dell'oscillatore

Per eseguire tale operazione è necessario che il filtro di banda non sia eccessivamente fuori allineamento e che il preamplificatore funzioni correttamente perché in caso contrario si può manifestare il mancato funzionamento dell'oscillatore od altro genere di disturbi.
La taratura si effettua sintonizzando il generatore sweep su circa 500 MHz con deviazione ± 15 MHz e sufficiente ampiezza d'uscita. Il marker UHF sarà portato su 500 MHz. Sintonizzare il gruppo su quest'ultima frequenza valendosi delle indicazioni segnate sulla manopola (*dato che il segno di riferimento è collocato sul mobile è necessario farne uno artificiale tenendo presente che quando la manopola è ruotata tutta in senso antiorario la frequenza è di* 470 MHz). Portare il marker FM su 43 MHz e l'oscillografo per la massima sensibilità.

Valvola		Tensioni fra i piedini degli zoccoli e massa								
Simbolo	Tipo	1 [V]	2 [V]	3 [V]	4 [V]	5 [V]	6 [V]	7 [V]	8 [V]	9 [V]
V 1	PC88	—	1,25	—	15	18	—	—	160	—
V 2	PC86	135	—	1,8	15	12	—	1,8	—	135
V 3	PCC189	200	100	102	26	33	102	—3,3*	0,45	—
V 4	PCF86	—	—3*	—	18	26	—	90(°)	220	115
V 5	EF184	0,15	—3,4*	0,15	72	66	—	233	206	—
V 6	EF184	2,3	—	2,3	66	60	—	225	206	—
V 7	EF80	2,3	—	2,3	60	55	—	100	195	—
V 8	PCF82	62	—0,45*	40	46	55	228	—	—	—10*
V 9	PCL84	—	147	1,9	33	46	190	2,7	—	202
V 10	PCL82	—38*	18,5	—	86	72	213	222	—	200
V 11	ECC82	145*	—35*	—	12	12	100	—2,5*	—	5,9
V 12	PL500	—39*	—39*	—	86	112	150	150	—	—
V 13	PY83	—	—	—	112	127	—	—	—	232
V 14	DY87	—	—	—	—	—	—	—	—	—
V 15	AW47-91	5,9	75*	550	205	—	75*	125	—	—

* Misurate con voltmetro a valvola (Ri ≥ 10 MΩ).
(°) Calcolata mediante misura di corrente.

Sull'oscillografo si potrà osservare la curva di risposta con una marca a 500 MHz ed un'altra a 43 MHz. Occorre regolare il compensatore CO21 fino a che le due marche corrispondano.

Successivamente sintonizzare il gruppo su 750 MHz. Il marker UHF ed il generatore sweep su 750 MHz ed il marker FM e l'oscillografo come nel caso precedente. Regolare con attrezzo isolato il nucleo dell'induttanza L_{010} in modo da ottenere la sovrapposizione delle due marche.

Ripetere le due operazioni in modo da ottenere la perfetta taratura tanto a 500 quanto a 750 MHz.

4.6. - Allineamento del filtro di banda

Per effettuare questo allineamento la ampiezza del segnale di entrata, che inizialmente dovrà essere piuttosto elevata, dovrà ridursi gradatamente via via che si perfeziona la messa a punto al fine di evitare la saturazione del convertitore che si manifesta con una deformazione della curva di risposta (in queste operazioni è escluso il Marker ad alta frequenza).

L'allineamento dovrà essere iniziato sulla frequenza di 500 MHz agendo su CO_{11} e CO_{13} in modo da ottenere la curva di fig. 3. Le stesse condizioni dovranno essere raggiunte per la frequenza di 750 MHz regolando LO_6 e LO_7. Dovendo ritoccare le zone intermedie della curva si regoleranno le spire di accoppiamento che le interessano.

Durante tali operazioni è opportuno accertarsi che la taratura dell'oscillatore non sia alterata.

L'aggiunta del coperchio è causa di una variazione della taratura specialmente sulle frequenze basse. Tale inconveniente può essere eliminato, ritoccando i compensatori C_{011} e C_{013} e il circuito di accoppiamento, in modo che a coperchio inserito si abbia su tutta la gamma una curva compresa fra i limiti indicati in fig. 4.

4.7. - Taratura del circuito di entrata

Il compensatore C_{07} è regolato in fabbrica in modo da ottenere il migliore adattamento di entrata. Qualora si rendesse necessaria la sua sostituzione occorrerà regolare il compensatore sostituito per la massima ampiezza della curva a 540 MHz mantenendo la stessa disposizione degli strumenti usata per la taratura dell'oscillatore e del filtro di banda.

4.8. - Taratura media frequenza video

Disporre il generatore vobulato e il Marker per la gamma 40-47 MHz. Il Marker dovrà consentire di individuare sulla curva tutte le frequenze comprese su tale gamma. Il cavo di uscita RF del generatore vobulato dovrà essere caricato ed il segnale applicato attraverso un condensatore di blocco, ceramico, da 1000 pF. Collegare l'oscillografo al piedino 2 della V_7 attraverso una resistenza da 10 kΩ e alla giunzione R_{102}-R_{103} il negativo della batteria a 3,5 V. Il livello del segnale fornito dal generatore deve essere regolato in modo da ottenere una curva di ampiezza di circa 6 V_{pp}.

L'allineamento dovrà essere effettuato attenendosi alla seguente procedura:
a) Caricare il primario del rivelatore video con una resistenza da 470 Ω. Applicare il segnale al piedino 2 della valvola V_6.
Il secondo filtro di banda (L_{104} e L_{105}) è allineato in modo da ottenere la massima ampiezza con la migliore simmetria, controllando il reciproco trascinamento dei due circuiti. Le due cuspidi dovranno trovarsi a 45 e 42,5 MHz con un insellamento di circa il 10%. Durante questa operazione viene allineata anche la trappola del suono a 40,25MHz
b) Spostare il segnale di entrata sul punto di controllo PM_1, collocato sul terminale del gruppo VHF e con il regolatore di contrasto al minimo. Agire su L_9 e L_{101} allineando il primo filtro di banda per la massima ampiezza e migliore simmetria controllando che non esista trascinamento fra i due circuiti. Le frequenze di 42 e 45 MHz si troveranno rispettivamente al 25% ed al 5% con un insellamento del 5%.
c) Togliere la resistenza da 470 Ω collegata precedentemente in parallelo al primario del rivelatore video accordando L_{106} al centro del tratto piano. La bobina L_{102} di regola non dovrà essere ritoccata.
La curva dovrà avere delle caratteristiche uguali a quelle della fig. 6. Cioè con la portante video sul livello pari a 100 divisioni della scala verticale dell'oscillografo mentre la parte piana dovrà corrispondere a circa 170 divisioni estendendosi per circa 2,3 MHz. La portante audio si estenderà per circa 7 divisioni.

4.9. - Controllo del responso totale e dell'oscillatore locale

Tutti gli strumenti e la regolazione del televisore saranno predisposti come previsto nel paragrafo precedente tenendo presente che il generatore dovrà fornire un segnale piuttosto basso, e che l'ampiezza della curva dovrà risultare di circa 6 V_{pp} sull'oscillografo.
Per ciascun canale il nucleo della bobina oscillatrice L_6 è regolato in modo che con il verniero di sintonia a metà corsa la marca portante del suono si trovi al centro della insellatura creata dalla trappola suono (fig. 7). Quindi controllare:
a) La parte centrale della curva (tratto *A-B*) che deve essere compresa entro i limiti illustrati in fig. 7.
b) Il livello della portante suono che deve essere compreso fra i limiti del 5-13% del livello della portante video.
c) Tenere presente che se le due condizioni precedenti non si sono verificate ciò significa che la media non è allineata in modo perfetto.
d) Provare a fare spostare la marca della portante video fra la posizione illustrata in figura ed il punto *A* muovendo avanti e indietro il verniero di sintonia. Se ciò facendo la curva cambia di forma, ed in modo particolare cambia l'inclinazione del tratto *A-B*, si deve concludere che il gruppo RF non è allineato e deve essere ricontrollato. (*Quest'ultimo controllo consente al tecnico di stabilire se il televisore può essere sintonizzato correttamente*).

4.10. - Taratura del circuito audio 5,5 MHz

Per effettuare questa operazione i circuiti di deflessione dovranno essere inattivi e sostituiti con un carico anodico, equivalente come già indicato.
Collegare il generatore di segnali, tramite un condensatore da 2200 pF alla griglia della valvola amplificatrice video V_7 (piedino 2). Il segnale dovrà avere la frequenza di 5,5 MHz ed essere modulato in ampiezza a 500 Hz, profondità 50%. Collegare un voltmetro c.c. 5 V fs con Ri di almeno 500 kΩ, ai capi di R_{137}, ed un millivoltmetro di BF (400 Hz) 50 mV_{eff}/fs con Ri di almeno 2 MΩ, ai capi di C_{137}.
a) Regolare L_{111} e L_{112} per la massima indicazione del voltmetro c.c. graduando l'uscita del generatore in modo da ottenere una lettura di circa 2 V ad allineamento ultimato.
b) Ritoccare L_{113} per la minima uscita a 400 Hz sul millivoltmetro ai capi di C_{137}.
c) Ritoccare ancora L_{112} e L_{113} rispettivamente per la massima e minima ampiezza. Per allineare la trappola 5,5 MHz disporre oltre agli strumenti suddetti un milliamperometro a RF 5,5 MHz 10 mV_{eff}/fs capacità d'ingresso di circa 10 pF sul catodo del cinescopio (piedino 7 di V_{15}).
Con un segnale di ampiezza tale da leggere circa 15 Vcc ai capi di R_{137}, regolare L_{109} per la minima uscita sul catodo del cinescopio. Ritoccare successivamente L_{111} per la massima indicazione del voltmetro c.c. e se necessario ricontrollare la registrazione di L_{109}.
La messa a punto del circuito audio può essere effettuata, come indicato più volte in presenza del monoscopio e della relativa nota fissa che lo accompagna, agendo nel seguente modo:
a) Sintonizzare correttamente il televisore con il contrasto piuttosto basso (cioè immagine sbiadita ma sempre sincronizzata correttamente).
b) Regolare L_{111} per la massima ampiezza del suono (oppure per la massima deviazione di un voltmetro r.c. 20.000 Ω/V collegato ai capi di C_{137}.
c) Regolare L_{112} per il massimo suono all'uscita.
d) Regolare L_{113} per il minimo ronzio e L_{109} in modo da ottenere la minima interferenza del suono a 5,5 MHz (visibile sotto forma di sabbia fine sull'immagine).

(*a cura dell'ing. Antonio Nicolich*)

dott. ing. A. Calegari

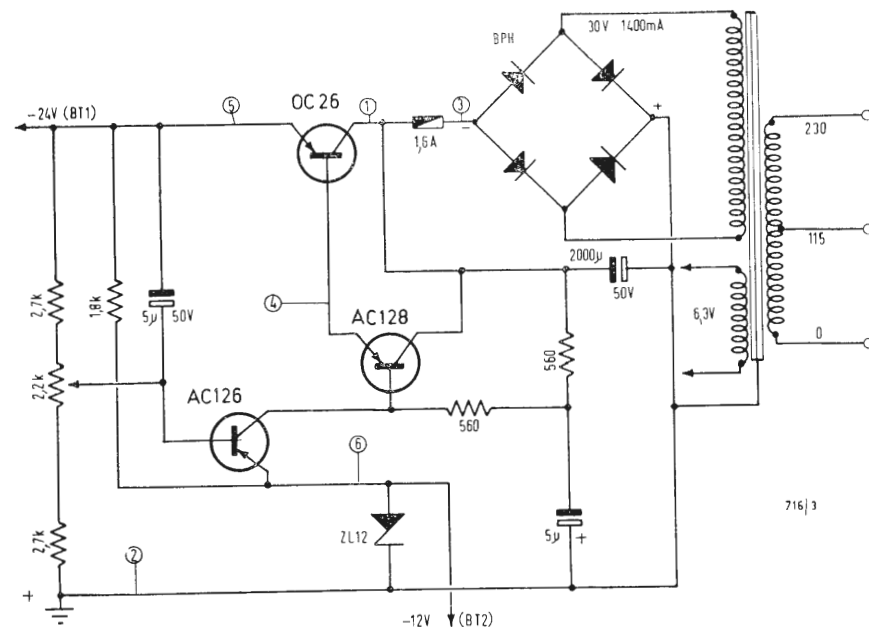
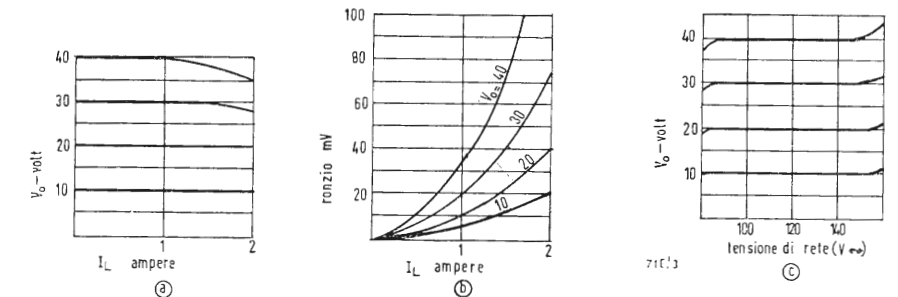
Alimentatori stabilizzati per amplificatori a transistori*

La maggior parte degli amplificatori di bassa frequenza di alta fedeltà a transistori sono provvisti con stadi di potenza di tipo in controfase funzionanti in classe B o AB. Le variazioni d'intensità della corrente di alimentazione dello stadio finale secondo la potenza modulata desiderata e la modulazione rendono obbligatorio l'impiego di un alimentatore dalla rete stabilizzato, il che costituisce inoltre una sicurezza di funzionamento, infatti le tensioni massime ammissibili applicate ai transistori non possono essere superate.

1. - ALIMENTATORE REGOLATO 24 V, 1,4 A

La fig. 1 mostra lo schema dell'alimentatore 24 V, 1,4 A costruito dalla JASON per il suo amplificatore di 6 W. Questo alimentatore si presenta sotto l'aspetto di una piastra a circuiti stampati (cat. J27B) di 125 × 70 mm, che comprende gli elementi della fig. 1, salvo il trasformatore di alimentazione, il raddrizzatore a ponte e il transistore di potenza OC26 esterno al modulo, montato su una piastrina metallica costituente il radiatore.

Il raddrizzatore secco a ponte fornisce circa 1,4 A con 24 V. L'alta tensione è filtrata da un condensatore di 2000 µF/50 V.

Un ponte comprendente due resistenze di 2,7 kΩ e un potenziometro di 22 kΩ è disposto fra il —24 V e la massa (+24 V). Esso permette di prelevare le tensioni di comando e di applicarle alla base dell'AC126, la cui tensione di emettitore è stabilizzata da un diodo Zener ZL12. Questa tensione di controllo viene amplificata dall'AC128 montato in cascata e modifica la polarizzazione della base del transistore di potenza RC26. La conduzione di questo transistore in serie viene così automaticamente modificata secondo la tensione di uscita, il che consente la stabilizzazione, ad onta delle variazioni di carico dell'alimentatore. Il potenziometro 2,2 kΩ, di tipo miniatura saldato alla piastrina, viene regolato una volta per sempre al fine di ottenere la tensione di uscita voluta (—24 V). Un fusibile di protezione è montato su un supporto speciale dalla parte superiore della piastra a circuiti stampati.

I collegamenti agli elementi esterni sono contrassegnati con cifre inscritte in cerchietti, che sono riportati sui lati del circuito stampato rispetto ai punti corrispondenti:

1) al collettore dell'OC26; 2) massa, al + del raddrizzatore a ponte; 3) al — del raddrizzatore a ponte collegato al secondario del trasformatore; 4) alla base dell'OC26; 5) all'emettitore dell'OC26; 6) uscita —12 V, per l'alimentazione di un sintonizzatore (BT2).

Questo alimentatore, di costruzione semplicissima grazie al modulo a circuiti stampati, fornisce una tensione fissa. L'alimentatore regolato descritto qui appresso, il cui schema è apparso in un numero di Electronics World, presenta il vantaggio di fornire una tensione di uscita regolabile fra 7 e 40 V con l'intensità massima di 2 A. Può perciò essere impiegato per la riparazione di numerosi amplificatori AF a transistori. Le curve della fig. 2 indicano le variazioni della tensione in funzione della corrente fornita (fig. 2*a*), del livello di ronzio (fig. 2*b*) e le variazioni della tensione in funzione delle variazioni della tensione di rete (fig. 2*c*). Si constata che la tensione di uscita è costante, a pieno carico, anche quando la tensione di rete varia di ± 25 V.

La tensione di uscita di un alimentatore classico con trasformatore e raddrizzatore di entrambe le semionde e complesso di filtro, varia in ragione della caduta di tensione dovuta alla resistenza del trasformatore (avvolgimento AT) e alla resistenza dell'induttanza di filtro. Bisogna anche tener conto della situazione magnetica per il carico massimo, e delle variazioni della tensione di rete.

Per porre un rimedio e per ottenere la necessaria regolazione bisogna amplificare le variazioni di tensione di uscita e sfruttare queste variazione amplificate per ottenere la correzione occorrente.

(*) *Le Haut-Parleur*, aprile 1966, pag 81

Fig. 1 - Schema di alimentatore stabilizzato 24 V; 1,4 A a tensione di uscita fissa.

Fig. 2 - Curve caratteristiche dell'alimentatore di fig. 3.

2. - IL CIRCUITO DI REGOLAZIONE

In un alimentatore stabilizzato si usa in generale uno dei due circuiti fondamentali seguenti per assicurare la regolazione:

— il primo, detto regolazione in derivazione, è un limitatore di corrente, ma non può permettere di ottenere facilmente una tensione variabile;

— il secondo, detto regolazione in serie, consente di far variare facilmente la tensione di uscita. Nella sua forma più semplice, esso impiega un transistore in serie per assorbire le variazioni di tensione e un diodo Zener per fissare il livello di uscita (fig. 3). La tensione di uscita, essendo dipendente dal valore della tensione di riferimento, richiede l'aggiunta di un amplificatore sensibile, comprendente il transistore Q_2 e la resistenza R_c, il quale assicura un guadagno, che migliori la regolazione.

L'azione del regolatore può essere applicata supponendo che si desideri una tensione di uscita superiore. Un aumento del rapporto R_1/R_2, spostando il cursore del potenziometro dall'alto in basso, diminuisce la tensione negativa applicata alla base di Q_2, il che fa diminuire la sua corrente di collettore.

Ne risulta una caduta di tensione minore nella resistenza R_B, che costituisce la resistenza di carico di Q_2. Il punto A diviene allora più negativo, ciò fa aumentare la corrente di base di Q_1 ed anche la sua corrente di emettitore. In conseguenza, supponendo che il carico R_L sia costante, la tensione di uscita cresce. Si dimostrerebbe analogamente come si diminuisce la tensione di uscita, o la compensazione delle variazioni della tensione di uscita quando il carico varia, o quando la tensione di rete presenta fluttuazioni.

Il calcolo degli elementi dell'alimentatore si esegue come qui appresso indicato, secondo la tensione desiderata.

Scegliere la tensione di uscita massima (V_{0max}) e la tensione di uscita minima (V_{0min}) desiderate; la corrente di ca-

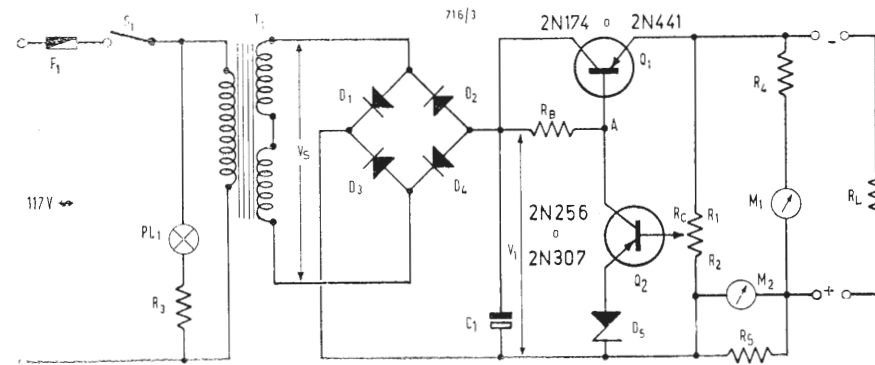



Fig. 3 - Schema di alimentatore stabilizzato a tensione di uscita variabile da — 7 a — 40 V, 2A

rico massima è I_{Lmax}. La tensione all'ingresso del regolatore essendo V_{1max}, la corrente di uscita I_{Lmax} e la tensione di uscita $V_s = 1,11\ V_{1max}$, si sceglie il trasformatore di alimentazione in conformità.

Il condensatore di filtraggio deve essere uguale a:

$C = 22.500\ (I_{Lmax}/V_{0max})\ \mu F$.

I raddrizzatori del ponte di conseguenza devono presentare le caratteristiche seguenti:

I cresta $= 4,75\ I_{Lmax}$,

P dis. $= 0,5\ I_{Lmax}$,

V inversa di cresta $= 1,414\ V_{smax}$.

Montare gli elementi principali dell'alimentatore (trasformatore, raddrizzatori a ponte, condensatori di filtro) e determinare i valori di V_s, V_{1max}, V_{1min} e I_{Lmax} (R_s). R_s è la resistenza totale in serie; V_{1max} è uguale alla tensione di uscita in assenza di carico; V_{1min} può essere misurata quando l'alimentatore è caricato da una corrente uguale a I_{Lmax}. Di conseguenza $I_{Lmax}\ R_s$ è uguale alla differenza fra le due tensioni. Si sceglierà il transistore assicurandosi che le tensioni di rottura non vengano superate; altrettanto per i limiti di dissipazione; il transistore deve essere provvisto di un radiatore.

Per il transistore Q_1, $P_d = (V_{1min} - V_{0min})\ I_{Lmax}$;

$I_{cmax} = I_{Lmax}$;

$BV_{ces} = V_{1max} - V_{0min}$.

Bisogna, inoltre, che il transistore di potenza abbia un guadagno in continua h_{FE} il più alto possibile.

Scegliere una tensione per la sorgente di riferimento basata sulla tensione di uscita minima desiderata:

$V_z = V_{0min} - 0,4$.

La tensione V_z così scelta non deve essere troppo bassa, poiché la qualità della regolazione Zener è direttamente proporzionale alla tensione Zener V_Z.

La corrente di Zener massima e il valore della resistenza R_B si calcolano approssimativamente con le due relazioni seguenti:

$(A)\ R_B = [I_{Lmax} \cdot R_s + V_{ce}Q_1] / \left[\frac{I_{Lmax}}{h_{FE}Q_1} + I_{-min}\right]$;

$(B)\ I_{zmax} = (V_{1min} - V_Z)/(R_B + R_z)$.

Risolvere l'equazione (A) eliminando il termine I_{zmin}, e l'equazione (B) eliminando il termine R_z. Poi, supponendo I_{Zmin} uguale a 0,1 I_{zmax}, risolvere l'equazione (A) per ottenere il valore di R_B. Scegliere il diodo Zener tenendo conto di V_z e di I_{zmax}.

Esaminando le caratteristiche del diodo scelto, verificare per mezzo della (B) che il nuovo valore di I_{Zmax} si trovi nei limiti ammessi.

Il transistore Q_2 verrà scelto osservando le seguenti condizioni:

$P_{dis} = I_{zmax}\ (V_{0max} - V_z)$;

$BV_{ces} = V_{0max} - V_z$;

$I_{Cmax} = I_{zmax}$.

Se la potenza di questo transistore è sufficiente, non è necessario prevedere un radiatore. La resistenza R_c deve essere tale da non caricare il circuito base-emettitore di Q_2. La corrente di base di Q_2 non deve provocare una caduta di tensione apprezzabile nella resistenza R_1, fra il cursore e l'uscita negativa. Nella maggior parte dei casi R_c è compreso fra 500 e 1500 Ω.

Il cablaggio (filatura) dell'alimentatore non è critico, ma si baderà a usare conduttori di sezione sufficiente per tutte le parti dello schema.

2.1. - Valori dei componenti dello schema di fig. 3

$R_B = 390\ \Omega$, 1 W; $R_C(R_1, R_2)$ = potenziometro 1 kΩ, 2 W; R_3=100 kΩ, 0,5 W; R_4 = 20 kΩ, 0,5 W; R_5 = 0,0231 Ω; C_1 = 1500 μF/50 V; D_1, D_2, D_3, D_4 diodi 1N250; D_5 Zener 6,8 V, 1 W (diodo Motorola 1N3829A); M_1, M_2 milliamperometri 2 mA, resistenza interna circa 23 Ω; T_1 trasformatore 12 ÷ 29,6 V, 2 A; Q_1 = 2N174 o 2N441; Q_2 = 2N256 o 2N307.

A

dott. ing. A. Turrini

Un sintonizzatore MF stereofonico di alta qualità: il Beomaster 1000*

(*) *Le Haut Parleur*, aprile 1966, pag. 35.

Il sintonizzatore MF stereo, seguito da una sezione di bassa frequenza di qualità, diviene, con le prestazioni che si esigono attualmente, un apparecchio importante, sia per la varietà dei suoi circuiti, sia per le cure che bisogna rivolgere a ogni sua parte, per ottenere il risultato finale desiderato, l'alta fedeltà ed il massimo effetto stereofonico. Queste due principali caratteristiche dipendono tanto dalla parte di bassa frequenza, quanto dalla parte rivelatore RF-FI e decodificatore multiplex.

Il Beomaster soddisfa tutte le esigenze degli appassionati dell'alta fedeltà musicale delle riproduzioni radio MF. La sua sezione di bassa frequenza può essere, evidentemente, utilizzata anche con sorgenti di audiofrequenza, che non siano la radio, in particolare il fonorivelatore stereo. Tutte le riproduzioni monofoniche sono pure possibili.

1. - COMPOSIZIONE E CARATTERISTICHE GENERALI

Il Beomaster si compone delle seguenti parti:

1) la sezione radio contenente il gruppo VHF, l'amplificatore FI e il discriminatore;

2) la sezione multiplex;

3) la sezione di bassa frequenza, costituita da due preamplificatori e da due amplificatori di 12 W modulati ciascuno.

Tutto il complesso è a transistori.

Le possibilità offerte da questo apparecchio sono:

1°) ricezione MF mono e stereo;

2°) impiego come sorgente di programma di un fonorivelatore mono e stereo;

3°) uscita di un segnale per la registrazione su magnetofono (mono e stereo);

4°) entrate di magnetofono (mono e stereo);

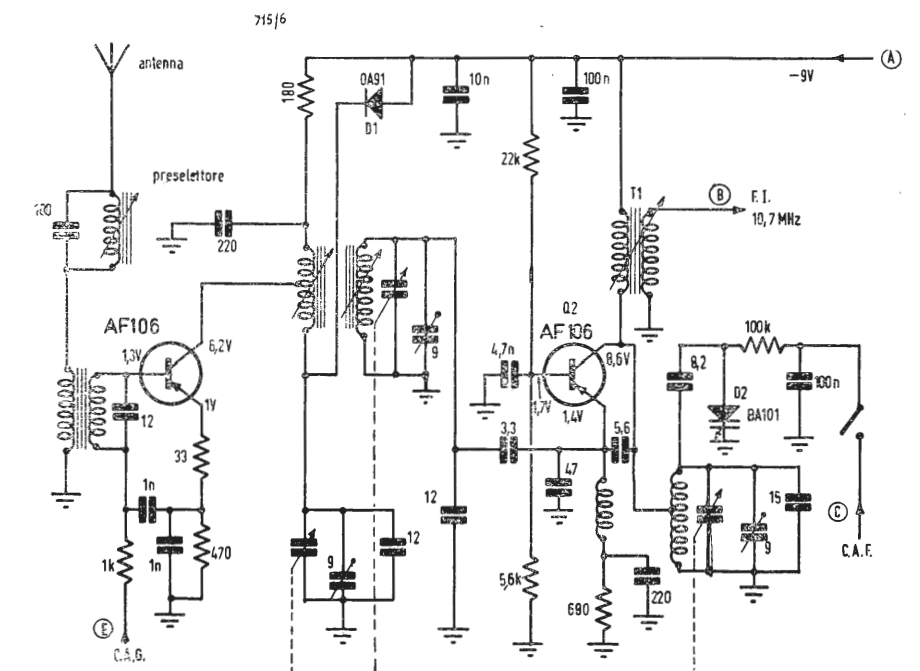



Fig. 1 - Schema del gruppo VHF.

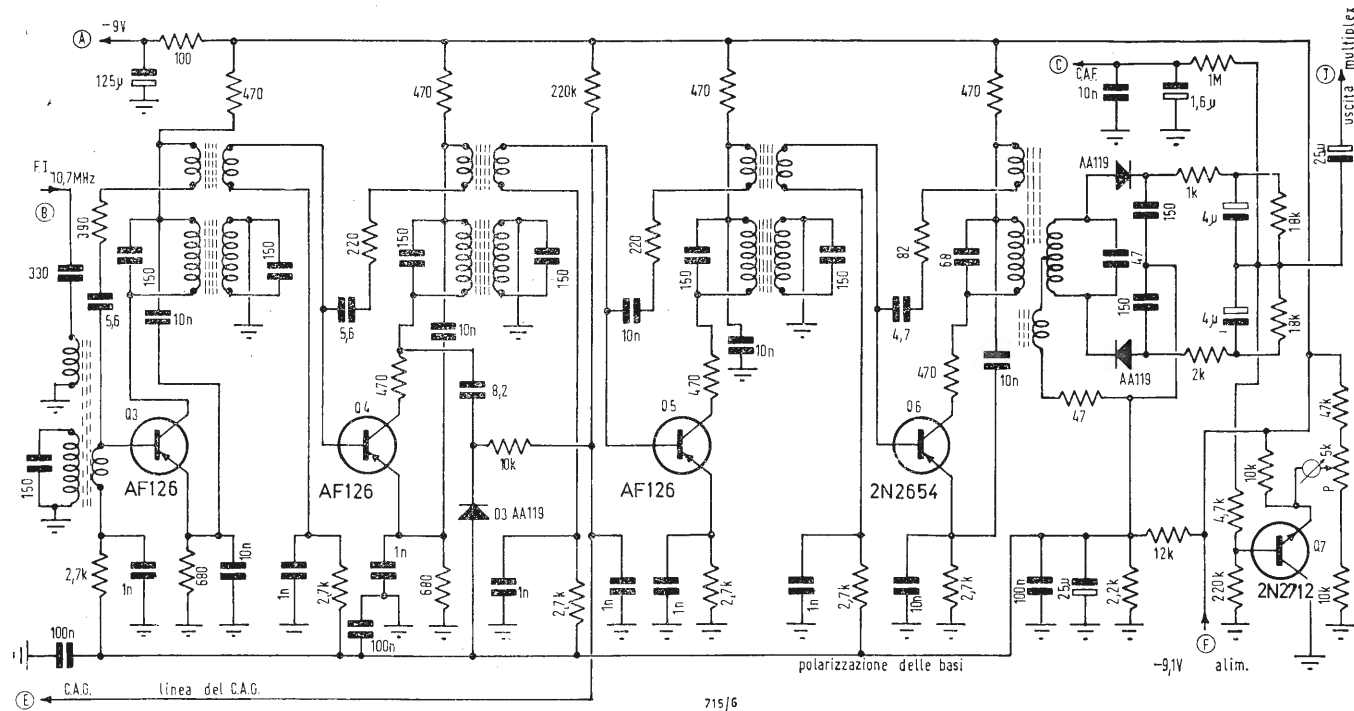



Fig. 2 - Schema dell'amplificatore FI, del discriminatore e dell'indicatore visivo di sintonia.

5°) impiego degli amplificatori di potenza per tutte le applicazioni musicali.
La costituzione meccanica consta di tre sezioni: la sezione radio comprende tre sottogruppi, e cioè il selettore VHF, l'amplificatore FI seguito dal discriminatore e il decodificatore multiplex.

Le principali caratteristiche generali sono: gamma MF da 87 a 108 MHz; sensibilità 2 μV; potenza 2 × 12 W modulati; linearità entro — 3 dB fra 20 Hz e 15 kHz, circuito di CAF (controllo automatico di frequenza).

1.1. - Sezione radio, parte VHF

Il gruppo VHF contiene due transistori AF100 e un diodo varicap BA101. Il primo transistore (v. schema di fig. 1) è l'amplificatore RF; il secondo è il cambia frequenza, mentre il varicap assicura il CAF. Un diodo OA91 serve da smorzatore.
I due transistori sono alimentati a 9 V col positivo a massa.
Il transistore RF riceve il segnale captato dall'antenna, sulla base, attraverso un circuito di larga banda ricoprente la gamma da 87 a 108 MHz, di modo che non occorre alcuna sintonizzazione sulla stazione da ricevere, per il circuito di entrata. L'emettitore « comune » di questo transistore è polarizzato con 33 + 470 Ω; solo la resistenza di 470 Ω è disaccoppiata da 1 μF, mentre quella da 33 Ω provoca controreazione, che assicura la stabilità dello stadio.
La base è polarizzata attraverso 1 kΩ e il secondario del trasformatore d'entrata, dalla tensione di CAG. Il primo circuito accordato sulla stazione scelta è quello del primario del filtro di banda di accoppiamento fra il collettore del transistore RF e l'emettitore del transistore mescolatore-oscillatore montato con base in comune. Il secondario del filtro di banda è accordato dalla seconda sezione del condensatore variabile.

Una presa sul primario del filtro di banda realizza l'adattamento, mentre il diodo OA91 limita l'ampiezza del segnale amplificato, quando l'antenna fornisce un segnale di grande intensità. L'azione di questo diodo completa quella del CAG. L'adattamento fra il secondario del filtro di banda e l'emettitore del cambia frequenza è effettuato da un valore conveniente del condensatore di accoppiamento (3,3 pF).

Il segnale FI si preleva dal collettore di Q_2 e si trasmette all'amplificatore FI mediante il 1° trasformatore FI, T_1, punto B. La FI è 10,7 MHz.

Per la funzione di oscillatore, il circuito adottato è l'accoppiamento capacitivo fra collettore ed emettitore. L'induttanza del collettore è accordata dalla III sezione del condensatore variabile.
Il monocomando è assicurato. L'allineamento è effettuato con vari compensatori e capacità fisse. Il CAF si ottiene col diodo varicap BA101, che riceve la tensione continua variabile al punto C e proveniente dal discriminatore.

Il diodo, essendo polarizzato inverso, si comporta come una capacità, il cui valore varia in funzione della tensione di polarizzazione che gli viene applicata, in funzione cioè del disaccordo dell'oscillatore.
L'esame dello schema indica che il varicap in serie con 8,2 pF, costituisce così una capacità in parallelo ai condensatori di accordo dell'oscillatore; quando la capacità di sintonia è troppo piccola, quella del varicap produce l'apporto necessario per l'accordo esatto e, reciprocamente, se il variabile è regolato a una capacità troppo grande, quella del varicap diminuisce.
Un interruttore permette di mettere fuori servizio il diodo varicap.
Il gruppo RF è completato da alcuni circuiti di disaccoppiamento.

1.2. - Amplificatore FI e discriminatore

Passiamo allo schema della fig. 2 e consideriamo l'entrata del segnale FI al punto 2, che sul selettore RF è l'uscita FI dopo il cambiamento di frequenza.
Ci sono quattro transistori amplificatori FI: Q_3, Q_4 e Q_5 sono di tipo AF126 a forte guadagno e basso rumore, mentre Q_6 è un 2N2654, che accetta un segnale amplificato di grande ampiezza.
Tutti i transistori FI sono montati come amplificatori a emettitore in comune. Questo elettrodo è polarizzato da una resistenza disaccoppiata da resistenze facenti capo ad una linea di polarizzazione, la cui tensione è determinata da un partitore di tensione costituito da 12 kΩ (verso il — 9,1 V) e 2,2 kΩ verso massa (+ dell'alimentatore). In tutti i circuiti di collettore, si sono inserite resistenze di 470 Ω.
Gli accoppiamenti si effettuano con filtri di banda a primario e secondario accordati. Speciali avvolgimenti assicurano il neutrodinaggio assolutamente necessario perché questo amplificatore a 4 stadi sia perfettamente stabile.
Il CAG applicato al transistore RF (Q_1 in fig. 1) proviene dal diodo D_3 AA119, che raddrizza il segnale FI, che gli è trasmesso, attraverso 8,2 pF, dal collettore di Q_4.
Quanto più il segnale è intenso, tanto più la tensione raddrizzata è forte. Questa, essendo presente al catodo di D_3, tende in conseguenza a rendere, tramite il circuito di CAG, la base di Q_1 più positiva rispetto al collettore, cioè a far diminuire la corrente di collettore di questo transistore RF, e quindi anche il suo guadagno. Grazie al diodo D_1 e al CAG, l'amplificatore FI non può essere sovraccaricato. Non occorre nessuna limitazione preventiva, perché il discriminatore a rapporto ivi adottato è autolimitatore.

1.3. - Discriminatore e C.A.F.

L'avvolgimento del discriminatore è inserito fra il collettore di Q_6 e i due diodi.
Lo schema del circuito secondario è classico e il segnale di audio frequenza multiplex è presente al punto comune dei due condensatori di 4 μF, attraverso un condensatore di accoppiamento di 25 μF. Il punto J è collegato all'entrata del dispositivo multiplex.
D'altra parte la tensione di CAF è pure ottenuta al punto comune dei due condensatori 4 μF, filtrata da 1 MΩ; 1,6 μF; 10 nF e trasmessa dal punto C al diodo

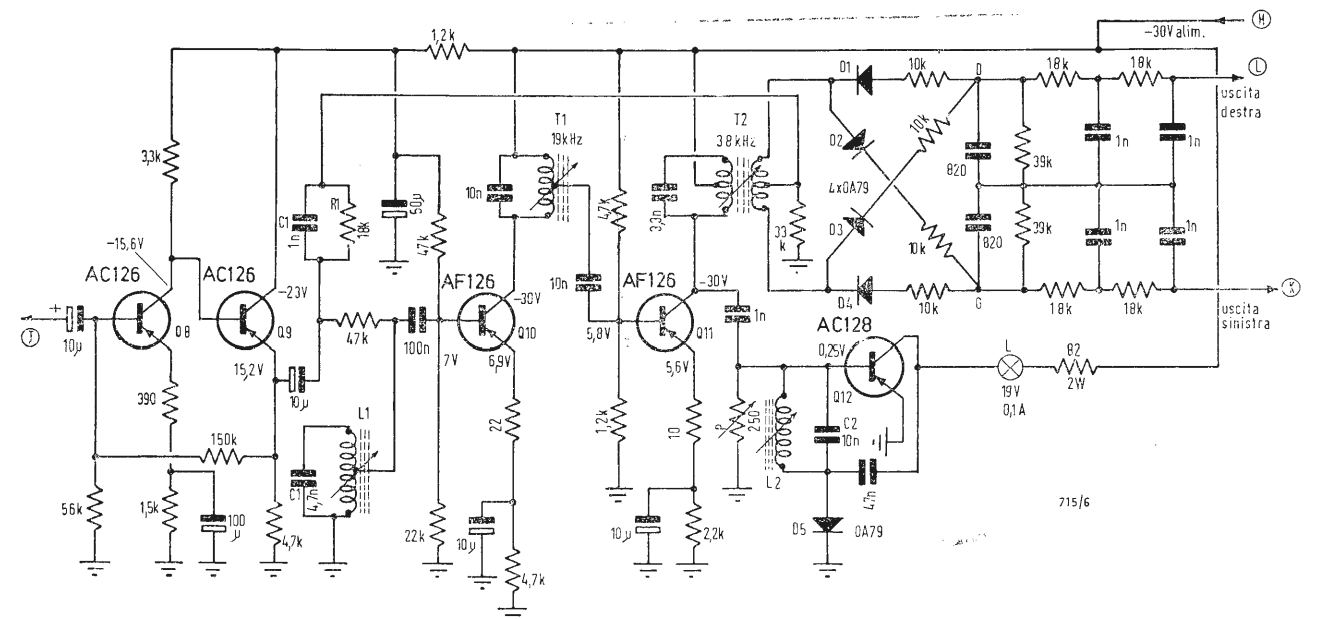



Fig. 3 - Schema della sezione multiplex e indicatore del multiplex.

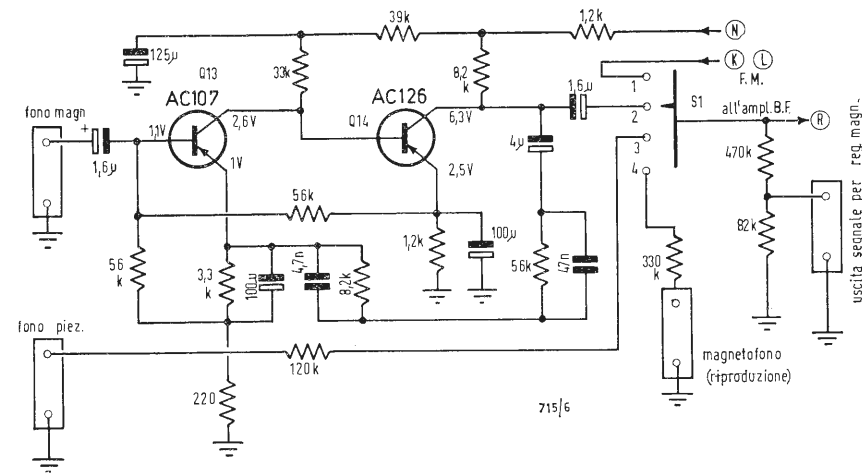



Fig. 4 - Schema del preamplificatore fonografico incorporato.

varicap. Infine la stessa tensione è applicata alla base di un transistore Q_7 tipo 2N2712 montato come indicatore di sintonia. Lo strumento indicatore è un milliampermetro montato fra il collettore ed il cursore di un potenziometro, che serve alla regolazione dello zero. Si tratta di uno zero al centro della scala. Il circuito è a ponte e la posizione zero corrisponde alla sintonia precisa. Poiché la tensione di eccitazione del circuito indicatore è una tensione di CAF (e non di CAG), una deviazione in un senso indica un accordo su una frequenza troppo alta, e la deviazione in senso opposto indica la sintonia su una frequenza troppo bassa. Questa regolazione visiva associata al CAF contribuisce evidentemente all'alta fedeltà, che non si ottiene se l'accordo non è corretto.

1.4. - Il multiplex

Questo schema è naturalmente conforme al sistema adottato per la trasmissione dei segnali stereo sinistro S e destro D, sotto forma $S + D$ o $S - D$. Il punto J (v. fig. 3) riceve il segnale di bassa frequenza multiplex proveniente dall'uscita del discriminatore. Questo segnale viene dapprima moltiplicato da Q_8 di tipo AC126 e poi da Q_9 dello stesso tipo, accoppiati direttamente (dal collettore di Q_8 alla base di Q_9). Dal collettore di Q_9 partono due vie, una verso il circuito L_1C_1 accordato a 19 kHz, frequenza della sottoportante, che è così resa evidente. Si noti l'uscita di Q_9 sull'emettitore, ossia a bassa impedenza, l'adattamento essendo realizzato dalla presa su L_1. Continuiamo ad analizzare il percorso del segnale su questa via. Il segnale a 19 kHz viene trasferito, dopo L_1C_1, da 100 nF al transistore Q_{10} AF126 montato in circuito amplificatore con emettitore in comune. Il circuito di collettore di T_1 è accordato pure a 19 kHz e il segnale a questa frequenza viene addotto alla base di Q_{11}.

Questo transistore è il duplicatore di frequenza, poiché il circuito di collettore porta un trasformatore T_2 accordato a 38 kHz, il cui secondario alimenta il circuito di separazione dei due canali S e D. La progressione dell'ampiezza dei segnali è la seguente: all'entrata di Q_8, 0,2 V punta-punta; sulla base di Q_{10}, 30 mV, sulla base di Q_{11}, 1,5 V. Dopo selezione del segnale a 38 kHz, seconda armonica di 19 kHz, perciò più debole del segnale fondamentale, si ottengono 12 V_{pp} per il segnale a 38 kHz sul collettore di Q_{11}, e 10 V sul secondario di T_2.

Passiamo ora alla seconda via, partendo dall'emettitore di Q_9. I segnali somma $S + D$ e differenza $S - D$ vengono trasferiti dall'emettitore di Q_9 al circuito R_1C_1 (18 kΩ, 1 nF) e di lì, alla presa intermedia del secondario di T_2. Essi vengono così sommati alla sub-portante, che è ora 38 kHz, come si è visto sopra.

Il segnale sinistro appare al punto G e, dopo disaccentuazione, è presente al punto L per essere applicato all'entrata del canale sinistro della catena di bassa frequenza. Allo stesso modo, il segnale destro formatosi al punto D, perviene al punto K per essere applicato al canale destro della catena AF.

1.5. - Indicatore di multiplex

Un transistore Q_{12} e una lampadina spia (v. fig. 3) costituiscono un indicatore visivo di portante stereofonica.

Così, quando la trasmissione viene fatta in stereofonia, c'è un segnale a 38 kHz che viene trasmesso dal collettore di Q_{11}, a un circuito accordato L_2C_2, il che permette al diodo OA79 di polarizzare negativamente la base di Q_{12}, ossia di creare una corrente di collettore. Questa corrente passando attraverso alla lampada spia L, la illumina. Se l'emissione è monofonica, non esiste alcun segnale a 38 kHz sulla base di Q_{12} e sul diodo, quindi il transistore è bloccato e la lampada è spenta.

È perciò semplice per l'utente riconoscere se la trasmissione è stereo o monofonica.

1.6. - La bassa frequenza

In un complesso destinato all'alta fedeltà è evidente che la sezione di bassa frequenza è della massima importanza e deve, non solo essere curata, ma anche consentire il suo uso separato con altre sorgenti di programmi.

Il fabbricante ha perciò incorporato nella sezione AF due preamplificatori, che non vengono utilizzati nella ricezione MF.

La fig. 4 dà lo schema di uno solo di questi preamplificatori, l'altro essendo identico a questo. Un commutatore disposto sull'uscita permette la scelta delle sorgenti di programma (MF e altre).

Si impiegano due transistori, Q_{13} del tipo AC107 e Q_{14} del tipo AC126, con accoppiamento diretto fra collettore e base. Questo preamplificatore non serve in realtà che per fonorivelatori magnetici, il livello di tensione che esso fornisce è dell'ordine di qualche mV. Inoltre il segnale proveniente dai dischi deve essere corretto secondo la curva *RIAA*.

Con 7 mV all'entrata si ottengono 250 mV all'uscita e il segnale amplificato e corretto può essere applicato all'entrata dell'amplificatore del canale corrispondente.

Si può vedere che il commutatore S_1 a 4 posizioni seleziona: in posizione 1, il segnale radio MF viene dal punto K (uscita bassa frequenza destra o sinistra), quindi non passa attraverso il preamplificatore; in posizione 2, si ha il segnale del fonorivelatore magnetico amplificato per Q_{13} e Q_{14}; in posizione 3, si connette direttamente il fonorivelatore piezoelettrico con una resistenza 120 kΩ in serie; infine in posizione 4, si collega l'uscita del preamplificatore incorporato di un magnetofono, destinato alla riproduzione. Il contatto comune del commutatore S_1 è collegato al punto R, entrata del canale corrispondente dell'amplificatore AF.

C'è anche un'uscita, che permette di applicare all'entrata di un magnetofono (posizione di registrazione) i segnali di una delle 4 sorgenti selezionate da S_1.

La correzione è effettuata con controreazione selettiva con circuito a RC, inserito fra il collettore di Q_{14} e l'emettitore di Q_{13}, mentre una controreazione a tutte le frequenze fra l'emettitore di Q_{14} e la base di Q_{13} conferisce la stabilità al preamplificatore.

Lo schema del commutatore è stato semplificato, in realtà esso è più complesso nella costruzione dell'apparecchio.

1.7. - Amplificatori di potenza

La fig. 5 rappresenta lo schema di uno solo dei due amplificatori, con entrata al punto R. Il segnale viene applicato alla base di Q_{15} montato come amplificatore con emettitore in comune. L'accoppiamento fra emettitore di Q_{15} e

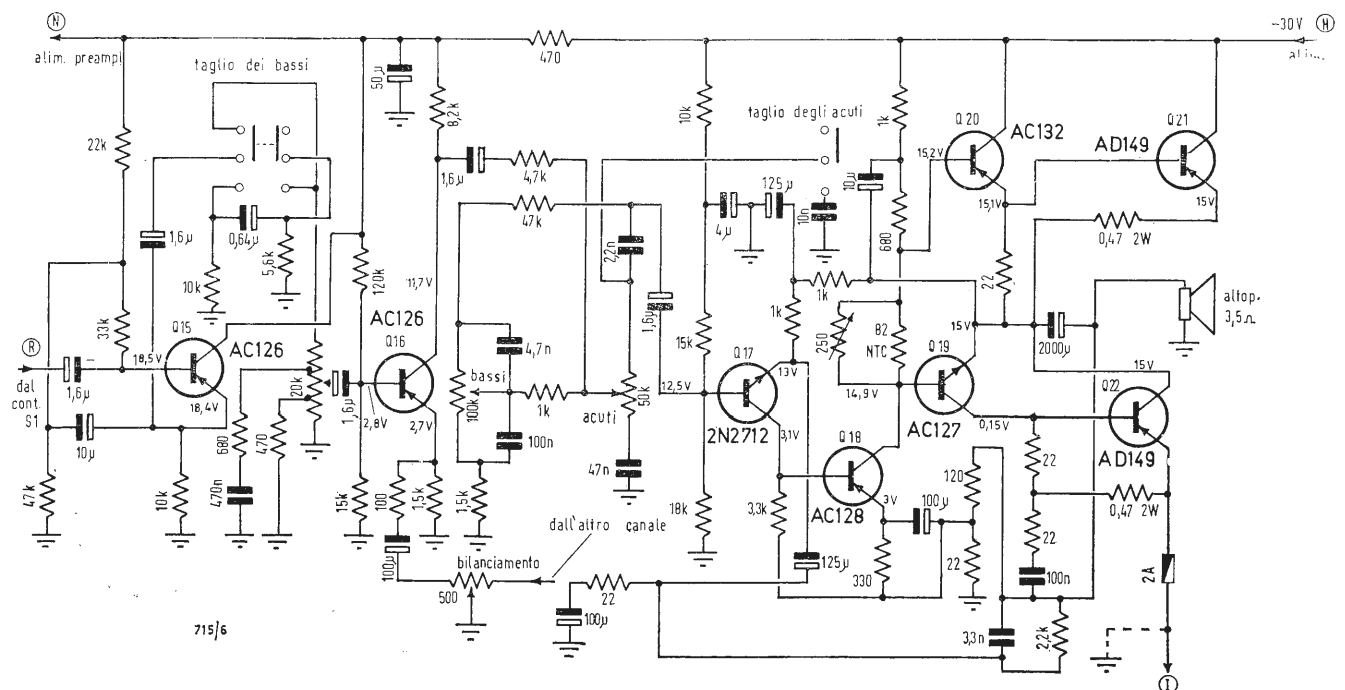



Fig. 5 - Schema dell'amplificatore AF di potenza.

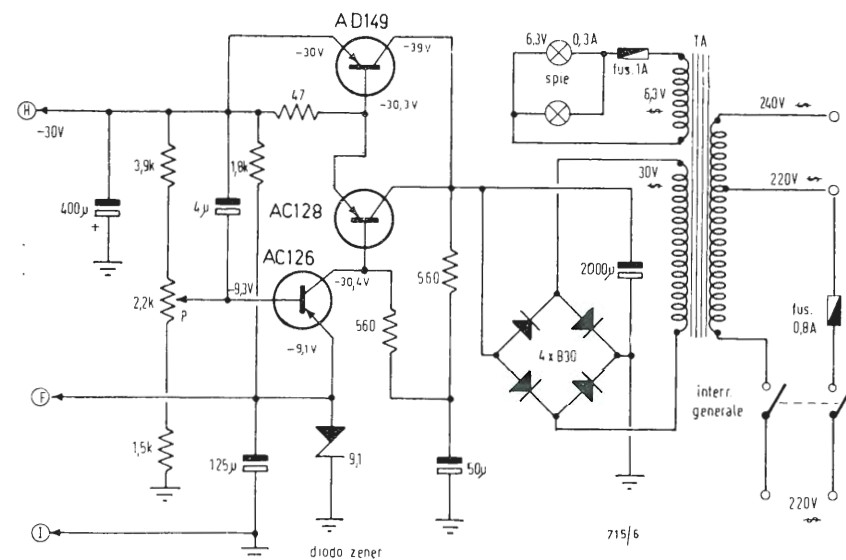



Fig. 6 - Schema dell'alimentatore autostabilizzato.

base di Q_{16}, entrambi di tipo AC126, comprende un dispositivo commutatore per il taglio dei bassi e il potenziometro del controllo fisiologico di volume; Q_{16} è montato come amplificatore con emettitore comune. Nel circuito di emettitore si trova un potenziometro di 500 Ω, il cui cursore è a massa, e l'estremità opposta è riportata all'emettitore Q_{16}' dell'altro canale, ciò che costituisce una regolazione di bilanciamento fra i guadagni dei due canali. Il transistore seguente Q_{17} è un N-P-N di tipo 2N2712. L'accoppiamento fra Q_{16} e Q_{17} comprende il circuito di regolazione dei toni bassi e acuti separati ed anche il commutatore di taglio degli acuti.
Fra il collettore di Q_{17} e la base di Q_{18} (P-N-P di tipo AC128) l'accoppiamento è diretto, ed è lo stesso fra il collettore di Q_{18} e la base di Q_{19} (N-P-N di tipo AC127). Quest'ultimo, Q_{19} associato a Q_{20}, sono gli elementi dello stadio a simmetria complementare, che consente l'alimentazione dello stadio finale a 2 transistori Q_{21} e Q_{22} di tipo AD149 a uscita unica. A questa combinazione si riferiscono: alimentazione a simmetria complementare e uscita unica, è evitato l'uso di qualsiasi trasformatore, il che assicura la più alta fedeltà esigibile senza questi organi pesanti e ingombranti, se devono essere di qualità. Diversi circuiti di controreazione assicurano la stabilità, linearizzano la curva di risposta e, ben inteso, riducono la distorsione.
L'altoparlante del canale considerato è connesso al collettore di Q_{22}, riportato attraverso 22 Ω all'emettitore di Q_{21}. Un fusibile di 2 A ad azione rapida protegge lo stadio finale. La stabilizzazione in temperatura è ottenuta con un termistore montato nel circuito di collettore di Q_{17}.

1.8. - Alimentatore

L'apparecchio funzionante su rete comporta evidentemente dispositivi, che si impongono: trasformatore, raddrizzatore e circuito di filtro, come si vede sullo schema di fig. 6.
Il filtro è realizzato con un condensatore di 2000 µF montato all'uscita del ponte raddrizzatore e con un sistema regolatore a transistori associato a elementi di riduzione di tensione e di disaccoppiamento. Il primario del trasformatore di alimentazione comporta alcune prese. Un fusibile da 0,8 A (valido per 220 ÷ 240 V) è disposto in uno dei conduttori di presa della tensione di alimentazione. Un interruttore doppio permette la messa sottotensione, o lo spegnimento. Sono previsti due secondari, uno di 30 V per il raddrizzatore e l'altro di 6,3 V per le lampade spia. Il ponte raddrizzatore impiega 4 diodi.
Segue il regolatore a transistori AC126, AC128 e AD149. Il diodo Zener fissa la tensione di emettitore dell'AC126. La più alta delle tensioni, — 30 V, è applicata alla linea negativa *H* del decodificatore multiplex (fig. 3). Quella di — 9,1 V fa capo al punto *F* dell'amplificatore FI ed anche al punto *A* del sintonizzatore VHF.
La linea di massa è al punto *I*.

1.9. - Risultati

Le caratteristiche generali sono state date all'inizio di questo esame. Poiché il rapporto segnale/rumore è di 26 dB, l'apparecchio dà piena soddisfazione da questo punto di vista.
L'antenna sul tetto permetterà l'ascolto nelle migliori condizioni, ma un semplice filo interno basta per le emissioni locali e talvolta anche di altre.

Si è misurata una distorsione inferiore all'1 % ed una buonissima separazione fra i due canali: — 35 dB da 30 a 7000 Hz, e — 25 dB da 2000 a 15.000 Hz, A 12 W modulati la distorsione armonica è dell'ordine di 0,2 %, e quella di intermodulazione di 0,5 % circa. Il fondo del telaio del ricevitore, sul quale sono montati i transistori di potenza, serve da radiatore.
Ecco qualche valore numerico, che completa le caratteristiche indicate durante l'analisi del circuito:
Sensibilità MF 2 µV, per un rapporto segnale/rumore di 26 dB; banda passante AF da 30 Hz a 20 kHz entro ± 3 dB; controllo toni bassi + 10, — 14 dB a 80 Hz; controllo toni acuti ± 12 dB a 10 kHz; filtri dei bassi — 2 dB a 80 Hz, — 16 dB a 20 Hz; filtro degli acuti ± 4 dB a 7 kHz; — 14 dB a 20 kHz; potenza 2 × 15 W (1 % di distorsione) su 4 Ω, 2 × 20 W musicali; ingresso fonorivelatore PU1, impedenza 0,5 MΩ; 250 mV per uscita 15 W; ingresso fonorivelatore PU2 su preamplificatore 002; impedenza 47 kΩ; 7 mV per uscita 15 W; ingresso magnetofono, impedenza 0,5 MΩ; 250 mV per uscita 15 W; uscita magnetofono 20 mV impedenza altoparlanti 3 ÷ 5 Ω; stereo, presa per decodificatore, spia indicatrice stereo, comando automatico; lampade di scala 2 da 6,3 V, 0,3 A; fusibili 2 da 2 A, uno da 1 A, uno da 800 mA.

1.10. - Transistori e diodi

1) *Amplificatore*: AD149 transistore di regolazione dell'alimentatore; AC128 transistore di comando nell'alimentatore; AC126 transistore di comandi nell'alimentatore; ZF901 diodo Zener; 2 × AC126, 1° stadio AF; 2 × AC126, 2° stadio AF; 2 × 2N2712, 3° stadio AF; 2 × AC128, 4° stadio AF; 2 × AC132/2, AC127 pilota e invertitore di fase; 2 × 2AD149 transistori di uscita in controfase; AF106 transistore RF-MF; AF106 mescolatore; AF126 1° stadio FI e limitatore; AF126 2° stadio FI e limitatore; AF126 3° stadio FI e limitatore; AF121 4° stadio FI e limitatore; BA101 diodo CAF; OA90 diodo di controllo del sovraccarico; AA119 diodo di VCA; 2 × AA119 diodi rivelatori; 2N2712 amplificatore dell'indicatore; B30C2200 raddrizzatore a ponte; indicatore stereo 19 V, 0,1 A.
2) *Preamplificatore* 002 *per fonorivelatore magnetico*: 2 × AC107 1° stadio AF; 2 × AC126 2° stadio AF.

2. - PRESENTAZIONE GENERALE

Il complesso HI-FI stereofonico Beomaster 1000 fabbricato dalla ditta danese Bang e Olufsen (rappresentata in Francia da « Vibrasson ») si presenta sotto forma di un mobiletto in legno teck particolarmente elegante, a linea estremamente ribassata, di stile dei mobili scandinavi. Esso si integra perciò perfettamente a qualsiasi libreria o mobile. Sul piano tecnico, il Beomaster 1000 è un notevole complesso compatto amplificatore stereofonico e ad un tempo ricevitore MF a transistori. I comandi si fanno sia con tastiera, sia con manopoline. Le dimensioni dell'apparecchio sono 505 × 254 × 87 mm. *A*

Cavo sottomarino transistorizzato.

Un nuovo tipo di cavo sottomarino transistorizzato, sei volte più capace di uno dei cavi attualmente in esercizio, sta per essere impiantato tra Jacksonville (Florida) e St. Thomas (Isole Vergini), lungo un percorso di oltre 3.000 chilometri. Il cavo, realizzato dalla American Telephone and Telegraph Company (AT&T), permetterà 720 conversazioni simultanee nei due sensi, invece delle 128 di un normale collegamento sottomarino. Secondo quanto è stato precisato dalla AT&T, il nuovo circuito sottomarino farà parte di una vasta rete di telecomunicazioni che collegherà gli Stati Uniti ai Caraibi e all'America centrale e meridionale.
Il nuovo ritrovato è stato presentato pubblicamente ad un convegno dell'Istituto degli Ingegneri Elettrotecnici ed Elettronici da tecnici dei Bell Research Laboratories, la sezione della AT&T che si occupa di studi ed esperienze nel campo delle telecomunicazioni.
Nonostante che non siano stati mai registrati guasti alle parti dei quattro cavi transatlantici in funzione, si ritiene che il nuovo sistema a transistor riuscirà a superare questo primato di durata e di sicurezza per i cavi telefonici sottomarini. I ripetitori nel nuovo sistema saranno piazzati a 18,5 chilometri (10 miglia marine) d'intervallo, invece di 37 km (20 miglia marine) sinora adottati.
Il nuovo cavo coassiale transistorizzato può collegare sino a distanze di 7.400 chilometri e a profondità di 7.400 metri.
L'uso dei transistor al posto delle valvole, un intervallo minore tra i ripetitori e una maggiore sezione del cavo coassiale consentiranno al sistema di funzionare su una banda di frequenza più ampia di quella dei precedenti cavi, ossia con un numero maggiore di canali in fonìa.
Il primo cavo transatlantico telefonico fu messo in opera fra Terranova e la Scozia nel 1956. Si trattava di un sistema a cavi gemelli, con un cavo, cioè, per ogni direzione. In seguito fu messo a punto un singolo cavo per i collegamenti telefonici nei due sensi. La prima linea sottomarina con il nuovo cavo entrò in funzione nel 1963 attraverso l'Atlantico. *(u.s.)*

0831 – ***Sig. Corrnio Luigi – Reggio Em.***

D. Nel numero di dicembre 1965 avete pubblicato schemi relativi all'impiego della valvola ECLL800; gradirei conoscere dove è possibile reperire i lamierini Dinamo citati nell'articolo, oppure il trasformatore costruito.

R. Il lamierino dinamo IV non ha caratteristiche specialissime. Sarà molto difficile reperire il trasformatore già costruito, giacchè i tubi elettronici Lorenz e gli accesori sono poco diffusi in Italia.
Le consigliamo di far ricerca del lamierino, ed eventualmente di far costruire il trasformatore da uno dei seguenti nominativi (citando la ns/rivista):
Aros - Via Bellinzaghi, 17 - Milano
Bezzi Carlo - Via F. Poggi, 14/24 - Milano
Lab. Ing. G. Fioravanti - Via Soffredini 43 - Milano. *(a.f.)*

0832 – ***Sig. Giorgio Borsotti – Piacenza***

D. Ho realizzato un amplificatore ad alta fedeltà a transistori, ma, contrariamente a quanto dichiarato dalla casa che ha elaborato lo schema, il livello del fruscio è alquanto forte.
Il complesso è stereo e utilizza i seguenti tipi di semiconduttori: transistori SFT 353 Mistral e AD142 Ates; diodi E4 Irci.
1) Sono disponibili semiconduttori dei tipi indicati a basso fruscio?
2) Se sì, come si possono distinguere dai normali e presso quale organizzazione di vendita sono disponibili?
3) Potreste darmi un'indicazione circa il loro costo, anche riferito a quello dei normali?

R. 1) Esistono in commercio transistori di tipo silenzioso, che hanno sigle diverse di quelli normali. Non ci sono invece transistori con lo stesso nome in due versioni (normale e silenziosa).
2) e 3) Il fruscio di un amplificatore è dato dai primi stadi, mentre gli stadi di potenza contribuiscono poco o nulla alla rumorosità totale. Per gli stadi di preamplificatore si consigliano: il transistore al germanio 2N1748A (L. 1.400 circa) e il transistore al silicio TN55 o TN56 (L. 800) entrambi silenziosi; il primo è fabbricato dalla Philco, il secondo dalla Solid-State products U.S.A. Detti tipi sono reperibili presso la ditta Carel (Milano, Via Varese 8 - Tel. 654647).
Ricordiamo infine che il transistore SFT353 può essere sostituito dall'OCT4 Philips di uso larghissimo e accettato con soddisfazione dagli utenti. *(a.f.)*

0833 – ***Sig. Giuseppe Randazzo – Napoli***

D. Sul numero 8 di Agosto 1961 della vs. pubblicazione, è riportato un interessante schema di amplificatore a transistors (pag. 234), a proposito del quale, desidererei i seguenti chiarimenti:
1) quale sarebbe il dimensionamento del trasformatore di alimentazione, volendone impiegare uno solo per due circuiti identici in un sistema stereofonico?
2) è possibile introdurre un comando di bilanciamento, e dove? Se possibile, lo schema?
3) è utile la realizzazione su circuito stampato, tenendo conto del minimo ingombro che avrebbe così il complesso? In caso affermativo, nel montaggio, bisogna usare particolari accorgimenti, quali schermature od altro?
Inoltre, ho studiato il dimensionamento di un bass-reflex per Isophon P 30/37/10 S, ∅ cm. 30: esso, considerando la frequenza di risonanza del trasduttore in parola che è di 45 Hz, risulterebbe di cm 83 × 70 con una profondità di cm 50; condotto di risonanza di cm 10 con apertura di cm 50 × 10 sito nella parte inferiore del pannello frontale, che dovrebbe ospitare anche il gruppo acuti e medi corazzato.
È nocivo, ai fini della riproduzione l'alloggiamento nella stessa cassa del complesso riproduttore acuti-medi?

R. 1) Dovendo alimentare due amplificatori identici, conviene tenere distinti i raddrizzatori non aventi un capo a massa. Perciò l'unico avvolgimento del trasformatore che può servire per il complesso stereo è quello dei 32 volt; tale avvolgimento deve dunque essere previsto per 32 [illegible], 2 ampere. Occorrono poi 4 avvolgimenti ciascuno di 12 V, 2 A. La potenza del trasformatore è dunque di 2 . 32+4 . 12 . 2 = 160 W; tenendo conto del rendimento, la potenza totale per la quale va dimensionato il trasformatore è perciò di 185 watt; se la tensione di rete è 220 V, il filo dell'avvolgimento primario deve essere di ∅ 6/10 mm. almeno; il diametro del filo del secondario 3 V deve essere 0,65 mm, i secondari 12 V devono essere avvolti con filo ∅ 1 mm. Non conoscendo il lamierino ch'Ella intende usare non possiamo fornirle i numeri di spire dei vari avvolgimenti. Notiamo che nel raddrizzatore 30 V la resistenza di filtro dovrà essere determinata in base all'effettivo consumo degli stadi alimentati.
2) Il circuito in oggetto (fig. 1 a pag. 234 - del N° 8 - 1961) è già provvisto di circuito di equilibratura degli stadi simmetrici (potenziometri P_1 e P_2). Per il bilanciamento del sistema stereofonico occorrono 4 potenziometri: $PA + PB$ sono coassiali e variano nello stesso senso; $PC + PD$ sono una coppia uguale alla coppia $PA + PB$.
Le due coppie devono pure essere collegate meccanicamente tra loro in modo da ottenere variazioni in senso opposto; cioè quando la coppia $PA + PB$ aumenta la resistenza, la coppia $PC + PD$ diminuisce la sua resistenza di altrettanto. I 4 potenziometri devono essere tutti lineari e di valore 2 kΩ.
Se l'accoppiamento fra le 2 coppie risultasse difficoltoso, si potrebbe lasciare le stesse indipendenti, provvedendo di manopole le coppie $(PA + PB)$ e $(PC + PD)$.
3) Il circuito stampato è sempre raccomandabile. È bene che i collettori siano schermati elettrostaticamente dal resto del circuito. Altre precauzioni non sono necessarie.
4) Sulla questione del dimensionamento delle casse bass-reflex esiste un piccolo caos. Molti autori hanno scritto su tale argomento arrivando a risultati sensibilmente diversi. Si trovano nei testi e sulle riviste diagrammi per il calcolo dei bass-reflex, che portano a dimensioni discordanti di percentuali tutt'altro che trascurabili. Le formule da noi riportate ripetutamente nella rubrica «a tu per tu» (ad es. a pag. 284 del N° 9 - 1961) sono quelle alle quali ci atteniamo, perché matematicamente dimostrate e sono confermate dagli ottimi risultati praticamente conseguiti col loro uso. Si tenga presente che tali formulette si riferiscono ai contenitori bass-reflex senza condotto. Le indichiamo i numeri arrestrati della ns. rivista, nei quali è trattato l'argomento che Le interessa:
alta fedeltà N° 2 - 1959 pag. 43
alta fedeltà N° 1 - 1960 pag. 14
alta fedeltà N° 2 - 1960 pag. 48
alta fedeltà N° 6 - 1960 pag. 172
alta fedeltà N° 10 - 1960 pag. 295
La presenza di altri altoparlanti nello stesso contenitore del woofer è dannosa. Si possono tollerare 1 o 2 tweeter di diametro minore o uguale a 10 cm. o di area rettangolare equivalente. L'altoparlante delle note centrali, a nostro avviso, deve essere collocato altrove in apposita cassetta. *(a.f.)*

0834 – ***Sig. I. Girotti - Codogno (Milano)***

D. Sul N. 7 de «l'Antenna» del 1962, a pag. 381 veniva data notizia della produzione del nuovo tubo elettronico Mullard per bassa frequenza, il triodo-pentodo ECL86 e venivano anche descritte le qualità di due amplificatori stereofonici realizzati con detti tubi. Poichè tali amplificatori venivano segnalati come proposti dagli stessi ingegneri della Mullard per la migliore forma d'impiego dei loro tubi, mi interesserebbe conoscerne gli schemi.

R. Avendo ottenuto dalla Mullard-Astor l'autorizzazione a divulgare gli schemi degli amplificatori che Le interessano, le inviamo una copia sia del 10 W, sia del 3 W.
Aggiungiamo i dati relativi ai trasformatori di uscita: T.U. 10 W:
Impedenza primaria 9 kΩ, con prese al 20 %
induttanza primaria ≧ 90 H e < 120 H
induttanza di dispersione tra primario e secondario ≦ 21 mH
resistenza di metà primario ≦ 256 Ω
Frequenza di risonanza ≧ 50 kHz.
T.U. 3 W:
Impedenza primaria 7 kΩ
Induttanza primaria ≧ 10 H
Resistenza primaria ≦ 350 Ω
Frequenza di risonanza ≧ 30 kHz.
Pubblicheremo sulla ns. rivista quanto prima, una dettagliata descrizione dei due amplificatori Mullard in oggetto. *(a.f.)*

0835 – ***Sig. T. Reali – Torino.***

D. Vi sarò grato di comunicarmi qual è l'indirizzo del rappresentante italiano della DUAL (giradischi).

R. La DUAL è rappresentata dalla Drapital. - Milano, Via S. Gregorio N. 45, telf. 639165. *(a.f.)*

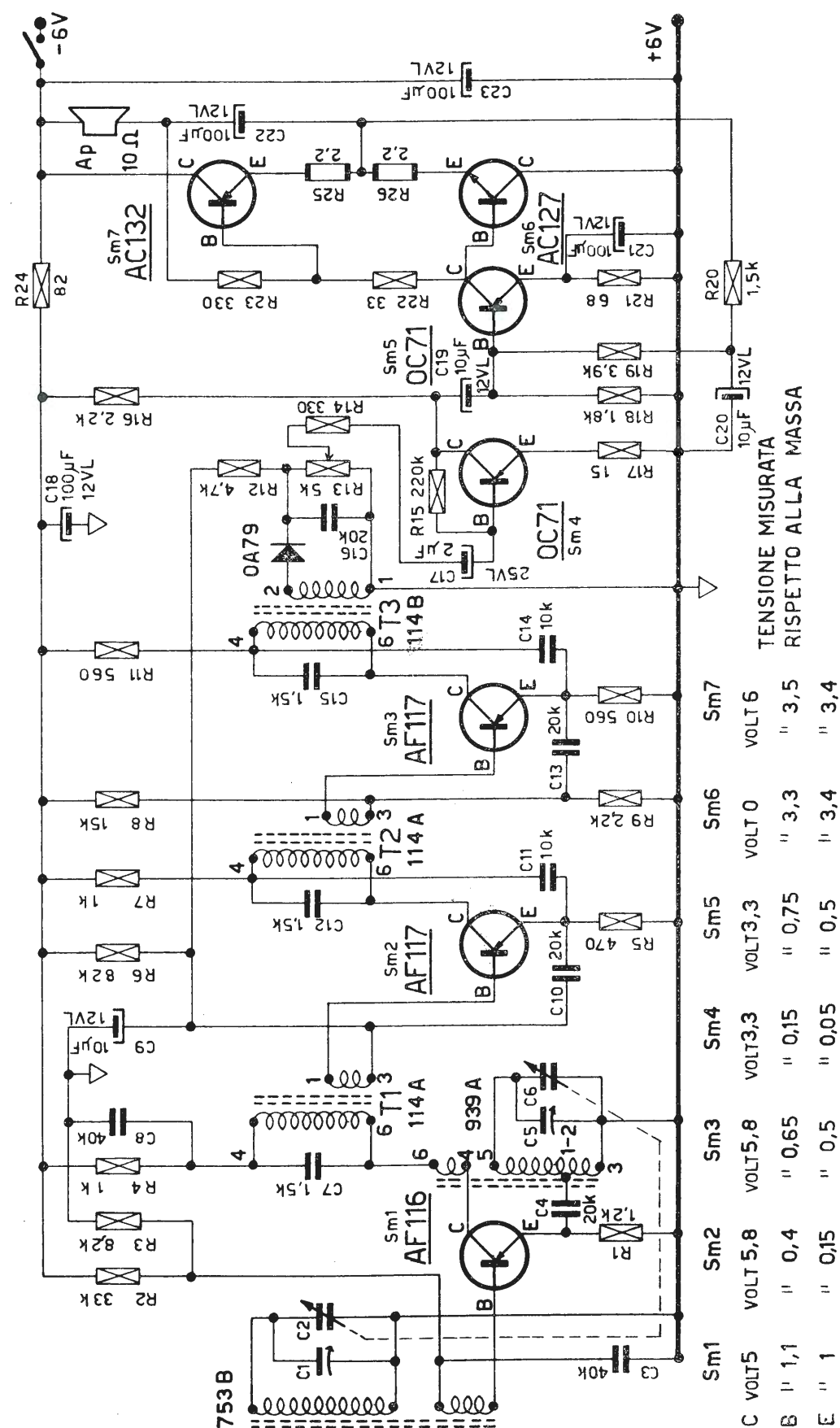
0836 – ***Sig. A. de Wolff, Servizio Ritagli Stampa – Roma.***

D. Ho un magnetofono Geloso G 255 con dei pulsanti ad azione meccanica, se non erro. Potrei trasformarlo con degli altri ad azione elettrica? Così, com'è ora, per la registrazione del telefono, ad esempio, è necessario lasciare l'apparecchio in funzione per tutta la durata del nastro se si vuole nello spazio di neanche un'ora registrare possibili telefonate. Invece se l'apparecchio potesse entrare in funzione arrestarsi e riprendere la registrazione in base ad impulsi elettrici, si potrebbe realizzare con lo stesso una impeccabile registrazione telefonica.
Vi sono, poi, in commercio magnetofoni ad impulsi elettrici? Non credo perchè altrimenti sarebbero costruiti senza meno dalla Geloso.

R. Il registratore G225 Geloso non è atto ad essere trasformato per comando elettrico. Non ci risulta che alcun altro magnetofono abbia questa possibilità. Non vediamo l'utilità di un comando del registratore da parte del segnale di chiamata telefonica. Infatti, perchè la telefonata abbia luogo occorre che una persona risponda alla chiamata: tale persona, all'atto di staccare il microfono, può far partire il registratore. Se nessuno risponde alla chiamata, la conversazione non può aver luogo, quindi nulla vi è da registrare.
Diversamente vanno le cose con la radio: predisponendo un orologio che comandi il registratore (sia per l'accensione, sia per l'arresto) si può predisporre le cose in modo da registare una trasmissione automaticamente anche in assenza di un operatore.
La cosa non è impossibile anche per il telefono; il segnale di chiamata deve azionare un relais (attraverso un eventuale amplificatore) che chiuda l'interruttore generale, mettendo in funzione l'apparecchio: a fine conversazione il relais deve diseccitarsi e spegnere il registratore, ma, ripetiamo, ciò avrebbe scarsa utilità perchè l'interlocutore può manovrare il registratore all'atto della telefonata, sia ricevuta, sia da lui effettuata. *(a.f.)*

0837 – ***Sig. G. Ghirardato – Orvieto.***

D. Ho dei quesiti da rivolgerVi riguardo il mio amplificatore stereo Geloso G 235-236 HF che con P.U. piezoelettrici dà i 10+10 W dichiarati.
Ora ho acquistato una cartuccia M 44-7 Shure - 9 mV per canale a 1 kc/sec. a 5 cm/sec, induttanza 680 mH, 650 Ω, impedenza di carico raccomandate 47 kΩ per canale. La sensibilità del mio amplificatore è di 4 mV su 0,5 MΩ.
In queste condizioni la potenza è molto ridotta. Gradirei sapere: 1) se la potenza ridotta è data dalla scarsa sensibilità del preamplificatore; 2) se per variare l'impedenza di carico basta sostituire la resistenza da 0,47 MΩ con una di 47 kΩ; 3) se detto preamplificatore è equalizzato per detta testina. 4) cosa significa quella presa sul potenziometro di volume con a fianco una resistenza e un condensatore in serie tratteggiato; 5) posseggo inoltre un magnetofono Philips tipo EL 3549, vorrei mi indicaste il modo di poter registrare mediante presa al diodo, da un televisore Philips tipo Trento 23TI 260.

R. 1) L'entrata 1 (4 mV) del G235 HF dovrebbe essere adatta per P.U. magnetici. È sicuro di non aver collegato la testina Shure alla entrata 2 al posto di quella piezoelettrica? Se il collegamento del P.U. è all'entrata 1, la mancanza di potenza può essere dovuta o a difetto della testina, o a scarsa amplificazione del 1° stadio del preamplificatore. L'unica cosa da fare è di provare con un altro P.U. a basso livello e di far controllare il preamplificatore.
2) Sì, se si lasciasse la 0,47 MΩ anche colla testina Shure, si avrebbe distorsione, ma non diminuzione di segnale, che anzi aumenterebbe rispetto alla resistenza di entrata di 47 kΩ.
3) Certamente il G235 HF non è particolarmente equalizzato per la testina M44-7; da ciò può venire una risposta non uniforme su tutta la gamma di frequenze acustiche ed anche una variazione della tensione di segnale, ma se la resistenza di carico è corretta, il funzionamento deve essere normale.
4) La R 68 kΩ e il condensatore 10 kpF facenti capo ad una presa del potenziometro di volume in ciascun canale, costituiscono un perfezionamento del controllo fisiologico di volume, nel senso di attenuare le alte frequenze a vantaggio dei bassi man mano che il volume diminuisce spostando il cursore del potenziometro verso il basso. Analoga funzione hanno la $R = 22$ kΩ e il $C = 25$ kpF collegati alla presa inferiore del regolatore di volume. Il fatto che siano tratteggiati significa che normalmente non vengono montati nel G235 HF, ma che possono esserlo a richiesta per esaltare l'effetto fisiologico.
5) Pensiamo che Lei desideri registrare il suono che accompagna la visione del suo «Trento». Come è noto il suono della TV è a modulazione di frequenza, quindi non si può parlare di «presa al diodo» in quanto il segnale deve essere prelevato all'uscita del discriminatore. Non vediamo difficoltà a prendersi ai capi del potenziometro di volume del suono nel televisore, attraverso due condensatori e con cavetto schermato bipolare, avendo alimentato uno dei due apparecchi dalla rete, attraverso un trasformatore 1/1.
Così si elimina il pericolo di fulminazione ed eventuali ronzii indotti nel magnetofono. *(a.f.)*

Schema elettrico del radioricevitore ALLOCCHIO BACCHINI mod. 2014

l'antenna TV Indice della 38ª annata

a colloquio coi lettori

alta fedeltà

archivio schemi

notiziario industriale

notiziario industriale

nel mondo della TV

rassegna della stampa

servizio TV

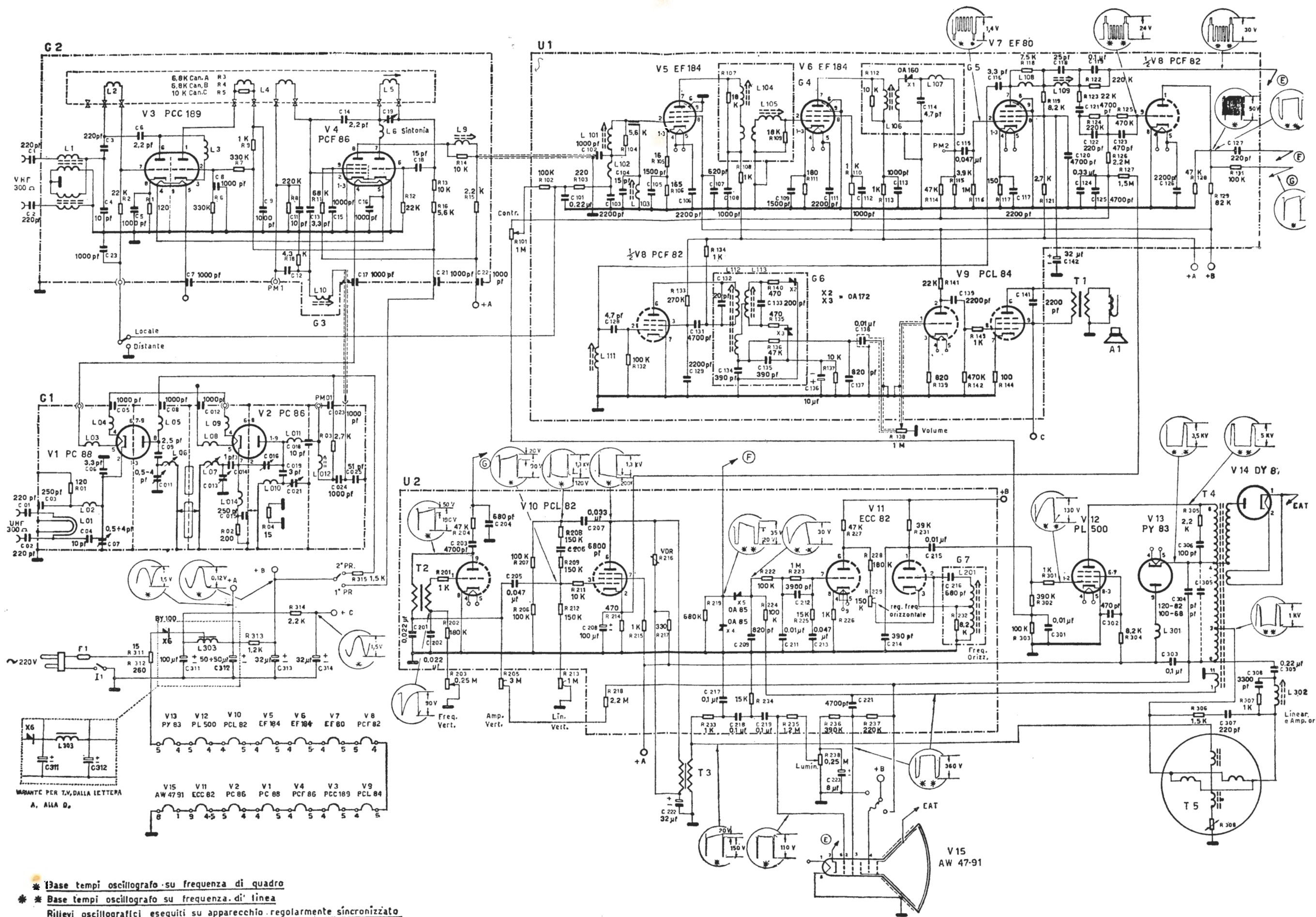
segnalazioni brevetti

strumentazione

tecnica e circuiti

tubi e transistori

TELEVISORE TELEFUNKEN

Mod. TTV 26 S/19

Schema elettrico del ricevitore di TV TELEFUNKEN mod. TTV 26 S/19

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTÀ REGISTRATORI

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.770 - 283.651

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via Col di Lana 44 - Tele. 39.265

C. CASIROLI - Milano
Viale Montenero, 63 - Tel. 59.20.41
Rivenditore autorizzato prodotti R C F

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via G. Casalis, 41
Telefono 761.133

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via Del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovaligie

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

RADIO-CONI - Milano
Via Pizzi, 29 - Tel. 563.097

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilm. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via Col di Lana n. 44 - Telef. n. 39.265

C. CASIROLI - Milano
Viale Montenero, 63 - Tel. 59.20.41
Rivenditore autorizzato prodotti R C F

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

ANTENNE

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Piazza S. Maria Beltrade 1
MILANO
Centro Vendite S.A.I.
Tel. 803116-7-8
Int. 007-004-009
Consulenza Tecnica
Progettazione
Assistenza
Manutenzione

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

LA BIANTENNA s.n.c. - Milano
di Lo Monaco Aurelio & C.
Viale Umbria 37 - Tel. 584.637
Antenne TV ed accessori

Elettronica Industriale
Lissone (Milano) Via Pergolesi 30
Centralini a transistori e a valvole e acc. per impianti d'antenne collettivi

---

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Nichelino (Torino)
Via Calatafimi, 56 - Tel. 66.12.75

LIONEL S.r.l. - Milano
Via Livigno, 6/B
Tel. 60.35.44 - 60.35.59

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Tel. 706235 - 780101
Via C. Poerio 13
ANTENNE KATHREIN

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

RAPPRESENTANZE ESTERE

BRITISH COMMUNICATIONS CORPORATION
Radiotelefoni veicolari e portatili VHF, HF SSB -
WEMBLEY

BCC

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116 - 803.117 - 803.118

MAX ENGELS
Antenne Radio e Televisione
WUPPERTAL

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Servizio Assistenza Impianti
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116 - 803.117 - 803.118

STORNO
Radiotelefoni VHF fissi, veicolari portatili e marittimi
COPENHAGEN

Storno

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116 - 803.117 - 803.118

CEDAMEL
Apparecchi e materiali per le insegnamento linguistico
PARIGI

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116 - 803.117 - 803.118

HAMMARLUND MANUFACTURING COMPANY
Radioricevitori e trasmettitori ad onde corte
MARS HILL

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116 - 803.117 - 803.118

BOUYER

BOUYER
Elettroacustica
Amplificatori B. F.
Altoparlanti
Linee di suono
MOUTAUBAN

RADIO BACCHINI ALLOCCHIO
Servizio Assistenza Impianti

MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116
803.117 - 803.118

STONER
Ricetrasmettitori S S B
ALTA LOMA

STONER

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
MILANO
Piazza S. Maria Beltrade 1
tel. 803.116
803.117 - 803.118

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVESTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

STRUMENTI DI MISURA

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
Milano - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Calcolatori elettronici analoghi ADI - Campioni e Ponti SULLIVAN - Regolatori di tensioni WATFORD - Strumenti elettronici DAWE - Reostati e Trasformatori RUHSTRAT - Apparecchi e Strumenti per la ricerca scientifica in ogni campo.

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

EST
ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA (Belluno)
Costruz. Elettroniche Profess.

GIANNONI SILVANO
Via Lami, 3 - Tel. 30636
S. Croce sull'Arno (Pisa)
TUTO IL MATERIALE PER TECNICI E RADIOAMATORI

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554/5/6

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

SEB - Milano
Via Savona, 97
Telefono 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

UNA - Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a
Telefono 474.060

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

C.A.R.T.E.R. s.a.s. - Torino
Via Saluzzo, 11
Telefoni 651.148 - 657.309
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

DINAPHON s.r.l.
Radio e Televisione
Sede: **VASTO** (Chieti) - Tel. 25.82
Stab.: **PAVIA** - Via Lovati, 33
Tel. 31.361 - 39.241

---

emme esse
Antenne TV - Accessori vari
MANERBIO (Brescia)
Tel. 84 (Italia)
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDAR

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LANZONI G. - Milano
Via Comelico, 10 - Tel. 58.90.75
Elettromateriali - Cavi - Antenne e Centralizzati - Televisori - Radio - Parti staccate elettroniche.

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.824
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

MELCHIONI S.p.A. - Milano
Via Friuli, 15 - Tel. 57-94 - int. 20-21
Valvole, Cinescopi - Semiconduttori - Parti staccate radio-TV - Ricambi

---

MINSTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

PASINI & ROSSI - GENOVA
Via SS. Giacomo e Filippo, 31
Tel. 893.465 - 870.410
MILANO
Via A.da Recanate, 4 - Tel. 278.855
NAPOLI
Piazza Garibaldi, 80 - Tel. 226.582
Tubi elettronici - Semiconduttori - Trasformatori d'uscita - Altoparlanti - Cartucce e puntine.

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

RAYTHEON-ELSI - Milano
Via Fabio Filzi 25 a
Telefono 65.46.61

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Radio Televisione
Piaza S. Maria Beltrade, 1
Telef. 803.116 - 803.117 - 803.118

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV
Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

EKOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43
Telefono 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA S.a.S. di L. Mondrioli & C.
Milano - Viale E. Forlanini, 54
Tel. 73.83.740 - 73.83.750

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26
Telefono 850.389

NOVA - Milano
C. P.ta Nuova 48 - Tel. 650860-664938
Televisori - Radio

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14
Telef. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continental Radio e Nuclear Radio Corporation

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE Saronno
Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
Radio, Radiogrammofoni, Televisori

JAHR - Milano
Via Quintino Sella, 2
Telefoni: 872.163 - 861.062

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice il Rostro » - Via Monte Generoso 6 a - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

TRA LE ULTIME NOVITA' DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA
TEDESCO - ITALIANO
a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettronica.
Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.
Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.
Volume di pagg. 408, formato 17 x 24 cm, rilegato in tela Lire 6.000

PREPARIAMOCI AL COLORE

Entro l'anno prossimo le principali nazioni europee, e forse anche l'Italia, inizieranno delle trasmissioni più o meno regolari di televisione a colori. Mancano però i tecnici per la costruzione, servizio e riparazione di televisori a colori. La tecnica della TV a colori pur prendendo le basi fondamentali dalla normale TV in bianco-nero, se ne discosta però notevolmente in tutto ciò che riguarda la parte cromatica, cioè la formazione dell'immagine a colori, governata da leggi fisiche e matematiche piuttosto complesse che non si può fare a meno di conoscere per potersi rendere conto del funzionamento dei vari circuiti. Data la molto scarsa ed incompleta bibliografia esistente oggi riguardo a questo argomento la Casa Editrice Il Rostro presenta il Corso Integrale di TV a colori *redatto da cinque noti specialisti e coordinato dall'ing. Alessandro Banfi che ha seguito praticamente l'evoluzione della TV a colori sin dagli inizi.*